

Ф. В. КУШНИР

**ЭЛЕКТРОРАДИО
ИЗМЕРЕНИЯ**

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов вузов, обучающихся
по специальности "Радиотехника"

Scan Pirat

Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1983

ББК 31.22

К 96

УДК 621.317.08(075.8)

Рецензенты: кафедра информационно-измерительной техники
(зав. кафедрой В. Н. Малниковский)
Московского энергетического института;
кафедра кибернетики Московского института
радиоэлектронной аппаратуры (зав. кафедрой Н. Н. Евтихиев)

Кушнир Ф. В.

**К 96 Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для
вузов. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние,
1983. — 320 с., ил.**

В пер.: 90 к.

Дано систематическое изложение основных сведений о современных методах и средствах измерений электрических и радиотехнических величин. Приведены главные метрологические понятия и основы теории погрешностей. Рассмотрены измерения тока, напряжения, мощности, частоты, фазового сдвига, формы и спектра детерминированных сигналов, характеристики случайных сигналов, параметров элементов электрических и радиотехнических цепей, режимов цепей с распределенными параметрами.

Книга предназначена для студентов радиотехнической специальности вузов. Она может быть полезной инженерно-техническим работникам, занимающимся вопросами электрических и радиотехнических измерений.

**K 2302000000-108
051(01)-83 181-83**

**ББК 31.22
6П2.1.083**

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время резко возросло значение измерений, как источника объективной информации о величинах, характеризующих эффективность и качество производственных процессов, состояние и свойства исследуемых объектов. Поэтому к методам и средствам измерений предъявляются повышенные требования в отношении точности измерений, быстродействия измерительных приборов, возможности их работы в автоматическом режиме, повышения надежности, уменьшения массы и габаритов, экономичности питания. Такие требования привели к разработке и промышленному производству средств измерений, основанных на новой элементной базе — микроэлектронных элементах и интегральных схемах. Одновременно в эксплуатации находятся сотни тысяч электро- и радиоизмерительных приборов, работающих на старой элементной базе и электронных лампах. В связи с этим в книге отсутствуют описания отдельных измерительных приборов, конкретные сведения о которых можно получить из справочной литературы, и материал излагается в следующем порядке.

В начале каждой главы приводятся краткие сведения о физической величине, значение которой подлежит измерению; затем излагается сущность процесса измерения и вытекающие из него методы измерения; на этой основе рассматриваются принципы построения электро- или радиоизмерительных приборов, реализующих методы измерения в зависимости от вида измеряемой величины, пределов ее значений, диапазона рабочих частот и требуемой точности измерений. В качестве иллюстраций приводятся структурные схемы измерительных приборов и принципиальные схемы отдельных узлов, выполненных на современной элементной базе.

Автор благодарит рецензентов — сотрудников кафедры информационно-измерительной техники МЭИ и кафедры

кибернетики МИРЭА за большой труд по рецензированию рукописи, ценные замечания и рекомендации.

Отзывы о книге, замечания и предложения просьба посыпать по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

ВВЕДЕНИЕ

В эпоху научно-технической революции темпы развития науки, техники и всех отраслей народного хозяйства в значительной степени определяются научным и техническим уровнем измерений. В свою очередь уровень развития измерительной техники является одним из важнейших показателей прогресса науки и техники. Это особенно справедливо для электрорадиоизмерений, поскольку исследования в области физики, радиотехники, электроники, космонавтики, медицины, биологии и других отраслей человеческой деятельности базируются на измерениях электромагнитных величин. Отсюда следует, что развитие электрорадиоизмерительной техники должно опережать развитие других отраслей науки и техники.

Основными направлениями качественной стороны этого развития являются: повышение точности измерений; автоматизация процессов измерений; повышение быстродействия и надежности измерительных приборов; уменьшение потребляемой мощности питания и габаритов всех средств измерительной техники.

Электрорадиоизмерения, как и другие измерения, основаны на метрологии.

Метрология — наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности. В метрологии имеется законодательный раздел, разрабатывающий общие правила, требования и нормы, нуждающиеся в регламентации и контроле государством, направленные на обеспечение единства измерений и единообразия средств измерений. Метрологические понятия, термины и определения стандартизованы, и их применение обязательно в литературе и практической деятельности в области измерений. Рассмотрим некоторые понятия, необходимые для изучения данного курса.

Измерение — нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Физическая величина — свойство, общее в качественном отношении для многих физических объектов, но в количественном отношении — индивидуальное для каждого объекта. Например: электрическое напряжение — это свойство, в качественном отношении общее для всех источников электрической энергии — от атомной электростанции до батарейки карманного фонаря; естественно, что в количественном отношении напряжения источников различны.

Значение физической величины — оценка физической величины в виде некоторого числа принятых для нее единиц. Например: значение напряжения (не «величина напряжения!») 220 В; число 220 называется **числовым значением**; В — вольт — единица напряжения.

Истинное значение физической величины — значение физической величины, которое идеальным образом отражает в качественном и количественном отношениях соответствующее свойство данного объекта. Истинное значение практически недостижимо.

Действительное значение физической величины — значение, полученное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

Средство измерений — техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства.

Прямое измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из основных данных. Например: измерение напряжения при помощи вольтметра, тока при помощи амперметра и др.

Косвенное измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям. Например: измерение электрической мощности постоянного тока при помощи вольтметра и амперметра ($P = UI$).

Совместные измерения — производимые одновременно измерения двух или нескольких неоднородных величин с целью нахождения зависимости между ними. Например: определение зависимости сопротивления проводника от температуры по уравнению $R_t = R_0 (1 + At + Bt^2)$, где R_0 — сопротивление при 0°C ; A и B —

постоянные коэффициенты, которые нужно определить. Попарно измеряя значения сопротивления проводника и температуры (R_0 и 0°C , R_{t_1} и t_1 , R_{t_2} и t_2), получим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} R_{t_1} &= R_0(1 + At_1 + Bt_1^2), \\ R_{t_2} &= R_0(1 + At_2 + Bt_2^2). \end{aligned} \right\}$$

Решив эту систему уравнений, найдем значения A и B .

Единица физической величины — физическая величина, которой по определению присвоено числовое значение 1. Единицы делятся на *основные*, выбираемые произвольно при построении системы единиц, и *производные*, образуемые в соответствии с уравнениями связи с другими единицами данной системы единиц.

Система единиц физических величин — совокупность основных и производных единиц, относящаяся к некоторой системе величин. В СССР и странах — членах СЭВ с 1 января 1980 г. введен в действие стандарт Совета Экономической Взаимопомощи СТ СЭВ 1052—78 «Метрология. Единицы физических величин», которым установлено обязательное применение Международной системы единиц SI, или СИ, принятой в 1960 г. XI Генеральной конференцией по мерам и весам. *Международная система единиц* построена на семи основных и двух дополнительных единицах (см. табл. П1). В таблице П2 приведены множители и приставки для образования кратных и дольных единиц.

В радиотехнической практике широко используется внесистемная безразмерная единица децибел (дБ), основанная на десятичном логарифме отношения двух величин одинаковой размерности. По определению, $1 \text{ дБ} = -10 \lg (P_2/P_1)$ при $P_2/P_1 = 10^{1/10} = 1,259$, где P_1 и P_2 — сравниваемые энергетические величины, например мощности; $1 \text{ дБ} = 20 \lg (U_2/U_1)$ при $(U_2/U_1) = 10^{1/20} = 1,122$, где U_1 и U_2 — сравниваемые «силовые» величины, например напряжения, токи, давления и т. д. Для перевода отношений мощностей и напряжений (токов) в децибели и обратно применяются специальные таблицы (см. табл. П3).

Прицип измерения — совокупность физических явлений, на которых основано данное измерение.

Метод измерения — совокупность приемов использования принципов и средств измерений. Простейшим является *метод непосредственной оценки*, в котором значение измеряемой величины определяют непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора. Наи-

более точным является *метод сравнения* измеряемой величины с однородной независимой известной величиной. По способу осуществления метод сравнения может быть нулевым, дифференциальным, методом замещения, методом совпадения. При *нулевом методе* результирующий эффект воздействия обеих величин на измерительный прибор доводят до нуля. Нулевой метод часто называют *методом компенсации*. При *дифференциальном методе* на измерительный прибор воздействует разность измеряемой и известной величин. При *методе замещения* измеряемую величину замещают (заменяют) однородной с ней величиной известного размера, который равен размеру замещенной величины, что определяется по сохранению режима в измеряемой цепи. При *методе совпадения* равенство значений измеряемой и известной величин фиксируется по совпадению отметок шкалы, сигналов и другим признакам.

Погрешность измерения — отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины.

Точность измерения — качество измерения, отражающее близость его результатов к истинному значению измеряемой величины. Высокая точность измерений соответствует малым погрешностям.

Погрешность измерительного прибора — разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины.

Результат измерения — значение величины, найденное путем ее измерения. Измерение может быть однократным, и тогда показание прибора является результатом измерения, и многократным — тогда результат измерения находят путем статистической обработки результатов каждого наблюдения. По точности результатов измерения подразделяют на три вида: *точные* (прецisionные) измерения, результат которых должен иметь максимальную возможную при существующем уровне науки и техники точность (минимальную погрешность); *контрольно-поверочные* погрешность которых не должна превышать некоторого заданного значения; *технические*, результат которых содержит погрешность, определяемую погрешностью измерительного прибора. Как правило, точные и контрольно-поверочные измерения требуют многократных наблюдений; технические — одно- или двукратных наблюдений.

К техническим измерениям относятся лабораторные измерения, выполняемые при разработке и исследовании

новых процессов, систем и устройств, производственные и приемо-сдаточные, проводимые на заводах, в процессе строительства и монтажа различных объектов, и, наиболее многочисленные, эксплуатационные — профилактические, контрольно-испытательные, оперативные, аварийные.

Примером контрольно-проверочных измерений является поверка всего парка измерительных приборов страны в соответствии с общегосударственными и ведомственными положениями о порядке и сроках поверки с целью обеспечения единства измерений и единообразия средств измерений. Контроль и обеспечение поверки возложены на Метрологическую службу Госстандарта СССР.

Абсолютное измерение — измерение, основанное на прямых измерениях одной или нескольких основных величин, в результате которого значение измеряемой величины определяется непосредственно в установленных для нее единицах.

Относительное измерение — измерение отношения данной величины к одноименной величине, играющей роль единицы, или изменения одной величины по отношению к другой, принятой за исходную. Результат относительных измерений часто выражается в децибелах.

Кроме того, измерения делятся на статические и динамические. При статических измерениях выходной сигнал измерительной информации постоянный, при динамических — изменяющийся. Примером динамических измерений может служить регистрация изменяющейся величины при помощи самопищущего прибора.

Измерения подразделяются на электротехнические, механические, оптические, геодезические, акустические и др. Однако наибольшее распространение получили электротехнические (в широком смысле) измерения. Это объясняется их достоинствами, к которым относятся: возможность дистанционных, централизованных, одновременных и разновременных измерений большого числа различных по своей природе величин (предварительно преобразованных в электрические величины), малая инерционность средств измерений, возможность измерений в широком диапазоне частот, удобство использования результатов измерения в виде электрического кода для целей автоматического управления или регулирования, возможность проведения математических операций над результатами измерений.

Изучаемые в нашем курсе электрорадиоизмерения имеют следующие особенности: многочисленность измеряемых величин, большие пределы измеряемых значений, широкий

диапазон частот, разнообразные условия измерений. Приходится измерять разные по форме изменяющиеся во времени токи, напряжения, мощности, электрические величины в цепях с сосредоточенными и распределенными параметрами, характеристики большого числа разнообразных по устройству, принципу действия и назначению устройств, их узлов и элементов. Частотный диапазон, в котором выполняются измерения, необычайно широк — от нуля до десятков гигагерц. Пределы измеряемых мощностей исчисляются от долей пиковатт до сотен мегаватт, сопротивлений — от микроом до тысяч мегаом. Условия измерений изменяются от «комнатных» до «космических».

Все эти особенности предопределяют значительное число используемых для измерений принципов, методов и еще большее число необходимых средств измерений с требуемыми свойствами. В результате изучения курса «Электрорадиоизмерения» нужно усвоить основные принципы и методы измерений электрических и радиотехнических величин и уметь выбрать наиболее подходящий для данных условий метод и средство измерения, выполнить измерение и оценить погрешность результата измерения.

Метрологическая служба. Основное требование к измерениям заключается в достоверности, надежности, единстве и сопоставимости результатов. Другими словами, где бы, когда бы, чем бы и кем бы ни выполнялись измерения одной и той же величины, результат должен быть одинаков (в пределах допустимой погрешности). Обеспечение выполнения этого требования возложено на Метрологическую службу, возглавляемую Госстандартом СССР.

Одной из главных задач метрологической службы является овеществление единиц физических величин, их хранение и воспроизведение с помощью образцовых средств измерения, а также поверка всех рабочих средств измерения. Измерение является правомерным лишь в том случае, если оно выполнено при помощи приборов, поверенных в установленные сроки в соответствующих метрологических организациях (пунктах) по образцовым приборам.

В обязанности метрологической службы входит также государственный контроль над внедрением и соблюдением стандартов, состоянием измерительной техники на предприятиях, над работой их метрологических подразделений. Методическое руководство и контроль осуществляется через разветвленную сеть учреждений госнадзора.

История отечественной метрологической службы начинается с организации Д. И. Менделеевым в 1893 г. Глав-

ной палаты мер и весов (ныне НПО «Всесоюзный научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева»). В настоящее время в распоряжении метрологической службы СССР имеются десятки научно-исследовательских институтов и контрольно-испытательных организаций, выполняющих научно-теоретические и прикладные работы в области измерений.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ

1-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Все средства измерений делятся на меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы. В свою очередь, каждое из средств измерений может быть образцовым или рабочим.

Образцовое средство измерений (мера, измерительный прибор) служит для поверки других средств измерений, т. е. для передачи размера единицы. По точности образцовые средства измерений делятся на четыре разряда, каждый из которых соответствует одной ступени поверочной схемы (рис. 1-1).

Рабочее средство измерений применяется для измерений, не связанных с поверкой, т. е. передачей размера единиц.

К средствам измерений относятся также внешние источники питания с нормированными параметрами выходных напряжений. Источниками постоянного напряжения чаще всего являются выпрямители, с помощью которых энергия переменного тока электрической сети преобразуется в энергию постоянного тока с требуемыми значениями напряжения или тока. Для сохранения постоянства выходных величин во времени и при изменении нагрузки применяются соответствующие стабилизаторы. В условиях автономной работы используются химические, термоэлектрические, фотоэлектрические и атомные источники электрической энергии. В качестве источников переменного напряжения используются генераторы измерительных сигналов,рабатывающие разнообразные по форме, значению и частоте напряжения.

Огромную массу разнообразных мер и измерительных приборов можно разделить по назначению на три группы.

1. *Источники калиброванных измерительных сигналов*, используемых для воздействия на исследуемые электрические или радиотехнические объекты с целью получения

их экспериментальных характеристик. Образцовые источники сигналов используются также для градуировки рабочих приборов и измерения некоторых параметров сигналов.

2. Приборы для измерения значений физических величин, параметров сигналов и режимов цепей. Это самая многочисленная группа приборов. Они объединяются тем, что для приведения в действие на их вход необходимо подать напряжение, ток или мощность с выхода исследуемого объекта. В эту группу входят вольтметры, амперметры, ваттметры, осциллографы, частотометры, измерители нелинейности и др.

3. Приборы для измерения характеристик и параметров цепей. Особенность построения приборов этой группы заключается в том, что каждый из них состоит из внутреннего (встроенного) источника измерительных сигналов и измерительного прибора для измерения значений физических величин, т. е. в этой группе объединяются приборы первой и второй групп. К приборам третьей группы относятся: измерители индуктивности катушек, емкости конденсаторов и сопротивлений резисторов; измерители добротности колебательных контуров; измерители амплитудно-частотных и переходных характеристик; приборы для испытаний полупроводниковых приборов, интегральных микросхем и др.



Радиоэлектронные измерительные приборы и меры имеются и обозначаются в соответствии с общесоюзной классификацией по характеру измерений, виду измеряемых величин и типам (номерам модели). Полная классификация приведена в приложении 2.

1-2. МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Мерой называется средство измерения, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера (значения). По назначению меры разделяются на образцовые и рабочие. По воспроизводимым значениям — на однозначные, многозначные и наборы.

Однозначные меры воспроизводят физическую величину одного размера; многозначные — ряд одноименных величин разного разряда; набор мер содержит комплект мер, применяемых как в отдельности, так и в различных сочета-

ниях. Набор мер, конструктивно объединенный в одно целое с переключающими устройствами для воспроизведения ряда одноименных величин различного значения (размера), называется *магазином* (магазин сопротивлений, магазин емкостей и т. п.).

Среди образцовых средств измерений особое место занимает *эталон* единицы физической величины. Эталон обычно представляет собой комплекс средств измерений, выполненный по особой спецификации и утвержденный Госстандартом ССР в качестве эталона. Он предназначен для воспроизведения и (или) хранения единицы с целью передачи ее размера (обычно соответствующего определению) нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений. Существуют эталоны единицы длины, времени (ча-

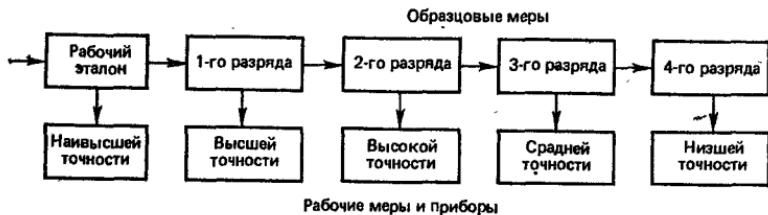


Рис. 1-1. Упрощенная поверочная схема

стоты), напряжения, тока, сопротивления, фазы и других величин. Для каждой единицы используют семейство эталонов:

первичный эталон, воспроизводящий единицу с наивысшей в данной стране точностью;

вторичный эталон, значение которого устанавливается по первичному эталону;

эталон-копия — вторичный эталон, предназначенный для передачи размера единицы рабочему эталону;

рабочий эталон, предназначенный для передачи размера единицы образцовым средствам измерений.

Первичный эталон, официально утвержденный в качестве исходного для страны, называется *Государственным эталоном*. Если данный государственный эталон нельзя быстро воспроизвести, то для проверки его сохранности и замены в случае порчи или утраты применяется *эталон-свидетель*.

Следует иметь в виду, что все перечисленные эталоны представляют собой физические копии первичного эталона; различие в названиях характеризует лишь их назначение и использование. На рис. 1-1 отсутствует Государ-

ственный эталон, так как его не применяют в поверочных операциях. Он размещается в особо оборудованном помещении, в котором поддерживаются постоянные условия; к нему допускается узкий круг обслуживающих лиц, возглавляемых хранителем эталона.

Таблица 1-1

Тип элемента	Класс точности	ЭДС при 20° С, В	Внутреннее сопротивление, Ом	Наибольший допустимый ток в течение 1 мин, мкА	Рабочая температура, °С	Допустимое изменение ЭДС за 1 год, мкВ
Насыщенный	0,001	1,01859—1,01863	500—1500	1	20±0,5	10
	0,002	1,01856—1,01866		1	20±2,0	20
	0,005	1,01850—1,01870		1	10—40	50
Ненасыщенный	0,02	1,0186—1,0194	300—600	10	5—55	200

Меры ЭДС. В качестве образцовой меры ЭДС используют нормальные элементы, составные части которых строго нормированы. Нормальные элементы выпускаются двух типов — насыщенные и ненасыщенные. У обоих типов элементов положительным электродом является ртуть, отрицательным — амальгама кадмия и электролитом — водный раствор сернокислого кадмия. Насыщенные элементы делятся на три класса: 0,001; 0,002; 0,005; эти числа показывают допустимые изменения ЭДС за год. Класс выпускаемых ненасыщенных элементов — 0,02. К их достоинству следует отнести малую зависимость ЭДС от температуры — 0,0002 % на 1 К. Основные технические характеристики нормальных элементов приведены в табл. 1-1. Нормальные элементы выпускаются в деревянных или пластмассовых кожухах. Их нельзя опрокидывать и встряхивать, подвергать нагреву и сильному освещению.

Эталон вольта состоит из 20 нормальных насыщенных элементов и компаратора для их сличения. Группа нормальных элементов помещена в термостат с нестабильностью $\pm 0,01$ К при температуре около 20°С. Среднее значение ЭДС группы нормальных элементов принято 1,018640 В. Хранение и передача размера единицы вторичным эталонам осуществляется со среднеквадратической погрешностью $1 \cdot 10^{-7}$.

Меры электрического сопротивления. В качестве мер сопротивления применяются образцовые резисторы, выполненные в виде катушек с одним значением сопротивления $10^{\pm n}$, где n — целое число. Применяются и наборы образцовых резисторов — магазины сопротивлений. Резисторы изготавляются из манганина — сплава на основе меди с добавлением марганца (11,5—13,5%) и никеля (2,5—3,5%); сплав этот обладает высоким удельным сопротивлением ($0,47 \text{ мкОм} \cdot \text{м}$) и малым температурным коэффициентом ($2 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$). Для намотки катушек с сопротивлением, меньшим 0,01 Ом, используется манганиновая лента; при сопротивлении до 10^6 Ом — манганиновая проволока, выше 10^7 Ом — манганиновый микропровод в стеклянной изоляции. Для каждой катушки (магазина) установлено предельное значение рабочего тока с таким расчетом, чтобы мощность, подводимая к катушке, не превышала 1 Вт.

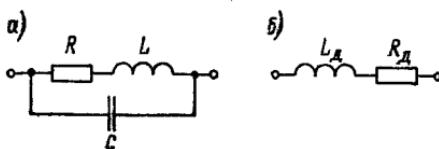


Рис. 1-2. Эквивалентная схема: а — катушки сопротивления или катушки индуктивности; б — катушки индуктивности (упрощенная)

При включении катушки сопротивления в цепь переменного тока появляется реактивное сопротивление за счет индуктивности обмотки L и собственной емкости катушки C . Полное сопротивление катушки в соответствии с ее эквивалентной схемой (рис. 1-2, а) определяется по следующей формуле:

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \cdot 1/(j\omega C)}{R + j\omega L + 1/(j\omega C)}. \quad (1-1)$$

Освобождаясь от мнимости в знаменателе и выполняя соответствующие преобразования, получаем формулу (1-1) в следующем виде:

$$Z \approx R + j\omega(L - R^2C). \quad (1-2)$$

Здесь R — номинальное значение сопротивления образцовой катушки сопротивления, а второе слагаемое позволяет определить влияние частоты переменного тока.

Очевидно, что для уменьшения этого влияния катушка должна быть «безреактивной», т. е. $\omega(L - R^2C)$ должно

быть ничтожно малым по сравнению с R . Для выполнения этого условия применяют специальные виды намоток, простейшие из которых — бифилярная и бифилярная секционированная. Реактивность катушки сопротивления характеризуется ее постоянной времени

$$\tau = (L - R^2 C) / R. \quad (1-3)$$

Значения τ образцов резисторов составляют 10^{-6} — 10^{-8} , а класс точности 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05. Магазины сопротивлений выпускаются с классами точности 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 и 1,0.

Государственный эталон ома состоит из группы мanganиновых катушек с номинальным сопротивлением 1 Ом и мостовой измерительной установки. Среднее значение сопротивления группы из 10 катушек, определяющее размер единицы, равно 1,0000002 Ом. Среднеквадратическая погрешность хранения единицы электрического сопротивления и передачи ее размера вторичным эталонам составляет $1 \cdot 10^{-7}$.

Меры индуктивности и взаимной индуктивности. Образцовые меры индуктивности изготавливают в виде плоских катушек, намотанных изолированным проводом или высокочастотным обмоточным проводом (литцендратом) на фарфоровый или керамический каркас, относительная магнитная проницаемость которого равна единице. Катушка индуктивности имеет собственную емкость C и активное сопротивление R , поэтому эквивалентная схема (рис. 1-2, а) и формула полного сопротивления (1-1) справедливы и для нее. Активное сопротивление катушки составляет доли ома, так что всегда выполняется условие $R \ll \omega L$ и добротность катушки $Q = \omega L / R$ значительна. Катушка индуктивности всегда представляет собой колебательный контур, собственная резонансная частота которого определяется известной формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1-4)$$

Катушку индуктивности можно представить в виде двухполюсника, состоящего из последовательно соединенных активного сопротивления и индуктивности (рис. 1-2, б), которые будем называть действующими и обозначать R_d и L_d ; следовательно полное сопротивление катушки имеет вид

$$Z = R_d + j\omega L_d. \quad (1-5)$$

Для того чтобы найти связь между значениями R и L , показанными на рис. 1-2, и R_d и L_d на рис. 1-3, нужно приравнять правые части формул (1-2) и (1-5). Решив это равенство с учетом того, что $R \ll \omega L$, а $R^2 C \ll L$, и воспользовавшись формулой (1-4), получим

$$R_d = \frac{R}{[1 - (\omega/\omega_0)^2]^2} \quad (1-6)$$

$$L_d = \frac{L}{1 - (\omega/\omega_0)^2}. \quad (1-7)$$

Из формул (1-6) и (1-7) следует, что индуктивность катушки, ее сопротивление, а следовательно, и добротность зависят от отношения рабочей частоты к собственной резонансной частоте катушки. Для пренебрежения этой зависимостью нужно работать на частотах, по крайней мере, в десять раз меньших частоты катушки. Меры переменной индуктивности и взаимной индуктивности выполняются в виде магазинов, состоящих из набора катушек и переключателей, и вариометров.

Первичный эталон единицы индуктивности генри осуществлен в виде группы из четырех катушек со средним значением индуктивности группы, равным 0,211570 Гн, и мостовой измерительной схемы. Индуктивность каждой катушки рассчитывается по ее геометрическим размерам. Погрешность воспроизведения не превышает $1 \cdot 10^{-5}$.

Меры электрической емкости. Образцовые конденсаторы постоянной емкости изготавливают с воздушным или слюдяным диэлектриком. Образцовые конденсаторы переменной емкости выполняют только с воздушным диэлектриком. Тангенс угла потерь не больше 10^{-4} ; сопротивление изоляции между зажимами достигает 10^{11} Ом. Индуктивность обкладок пренебрежимо мала. Образцовые конденсаторы, предназначенные для работы при высоких напряжениях, заключаются в герметические кожухи, наполняемые углекислым газом или азотом при давлении до 1 МПа.

Первичный эталон единицы емкости фарада представляет собо расчетный конденсатор, в котором изменение емкости определяется по геометрическим размерам электродов, скорости света и магнитной постоянной. Размеры электродов измеряются при помощи интерферометра. Изменение емкости составляет $0,4002443 \cdot 10^{-12}$ пФ при частоте 1 кГц. Среднеквадратическое отклонение результата измерений не превышает 10^{-6} .

Меры электрического тока. В качестве образцовых средств измерений тока применяют электродинамические амперметры соответствующих классов точности, а для воспроизведения единицы силы тока — ампера — так называемые токовые весы. Они представляют собою высокочувствительные равноплечие весы, у которых вместо одной из чашек подвешена плоская катушка, уравновешиваемая гилями, помещаемыми на другую чашку. Другая катушка, не связанная с весами, располагается coaxиально первой и соединяется с ней последовательно. Когда по катушкам протекает ток, вследствие электродинамического взаимодействия катушек подвижная катушка опускается и для сохранения равновесия весов необходимо добавить определенный груз, компенсирующий силу взаимодействия. Зная эту силу и параметры катушек, можно определить силу тока.

Первичный эталон ампера состоит из электродинамической системы в виде двух катушек и весов с дистанционным управлением. Цена деления весов составляет $1 \cdot 10^{-7}$ кг. Сила взаимодействия токов, пропускаемых по обмоткам подвижной и неподвижной катушек, уравновешивается силой тяжести гири. Значение силы постоянного электрического тока, воспроизводимое эталоном, составляет 1,018646 А. Среднеквадратическое отклонение результата измерений не превышает $4 \cdot 10^{-6}$.

Дальнейшее совершенствование эталонов физических величин заключается в переходе на эталоны, основанные на фундаментальных константах и устойчивых физических явлениях. Уже используются эталон метра, основанный на длине волны излучения криптона-86; эталон секунды, связанный с частотой квантового перехода в атомах цезия-133; эталон ЭДС, работающий на основе эффекта Джозефсона в сверхпроводнике.

1-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Измерительным преобразователем называется средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателя. В электрорадиоизмерительной технике применяются следующие виды преобразователей: электромеханические, термоэлектрические, выпрямительные, аналого-цифровые и масштабные.

В электромеханическом преобразователе электромагнитная энергия $W_{\text{эм}}$ поступающей на вход величины x преобразуется в механическую, вызывающую перемещение подвижной части преобразователя относительно неподвижной. Используется преимущественно угловое перемещение, при котором подвижная часть поворачивается вокруг некоторой оси на угол α , пропорциональный входной электрической величине: $\alpha = f(a, x)$, где a — параметр преобразователя.

Термоэлектрические преобразователи предназначены для преобразования электрического тока (чаще переменного) в постоянное напряжение.

Выпрямительные преобразователи преобразуют переменный ток в пульсирующий, постоянная составляющая которого является выходной величиной преобразователя. В зависимости от схемного решения выпрямительные преобразователи подразделяются на преобразователи средневыпрямленного (среднего) и амплитудного (пикового) значения. Выходная величина, т. е. постоянная составляющая выпрямленного тока преобразователя, является функцией средневыпрямленного или амплитудного значения входной величины, т. е. переменного тока или напряжения.

Аналого-цифровые преобразователи предназначены для преобразования непрерывной электрической величины $x(t)$ в дискретный сигнал. В самом общем виде аналого-цифровой преобразователь состоит из трех узлов (рис. 1-3): дискретизирующего (ДУ), где задается шаг дискретности τ_d ; квантующего (КвУ), где значения непрерывной величины последовательно фиксируются в интервалах дискретности; кодирующего (КУ), в котором квантованные значения преобразуются в электрический код, удобный для дальнейшего использования (преобразование в цифровую информацию, ввод в электронную вычислительную машину и т. д.). Главными достоинствами аналого-цифровых преобразователей являются высокая помехоустойчивость, быстродействие и малая погрешность преобразования.

Масштабные преобразователи предназначены для изменения значения электрической величины в заданное число раз. К ним относятся делители напряжения, аттенюаторы (от франц. attenuer — ослаблять), измерительные трансфор-

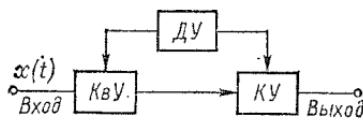


Рис. 1-3. Структурная схема аналого-цифрового преобразователя

маторы и измерительные усилители. Масштабные преобразователи могут быть отдельными средствами измерений или входить составной частью в другие средства измерений.

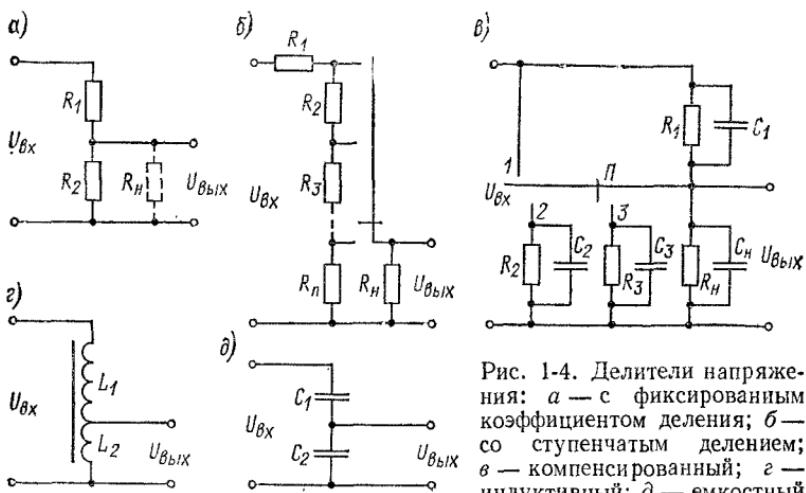


Рис. 1-4. Делители напряжения: а — с фиксированным коэффициентом деления; б — со ступенчатым делением; в — компенсированный; г — индуктивный; д — емкостный

Делители напряжения предназначены для уменьшения напряжения. Простейший делитель состоит из двух, соединенных последовательно резисторов (рис. 1-4, а); входное напряжение подают на оба резистора, выходное снижают с одного из них. Для такого делителя справедливо следующее выражение:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + R_2} R_2 = n U_{\text{вх}},$$

где $n < 1$ — коэффициент деления.

Как правило, делитель нагружен на некоторый резистор R_H . С учетом его сопротивления выражение для коэффициента деления приобретает следующий вид:

$$n = \frac{R_2 R_H}{R_1 R_2 + R_1 R_H + R_2 R_H}.$$

Более сложный секционированный делитель (рис. 1-4, б) позволяет изменять выходное напряжение ступенями, однако его входное сопротивление изменяется при переключении секций.

Рассмотренные резистивные делители напряжения можно применять на постоянном и переменном токе до частот

не выше 1 МГц. На более высоких частотах начинают проявляться паразитные емкости и индуктивности резисторов и монтажных проводов и коэффициент деления не остается постоянным при изменении частоты.

Еще более неблагоприятным условием работы делителя является наличие в нагрузке емкости C_n (рис. 1-4, в). В этом случае для независимости коэффициента деления от частоты необходимо сохранять значения постоянных времени звеньев делителя равными друг другу при любых переключениях: $\tau_n = R_n C_n = \tau_1 = R_1 C_1$ и т. д. Для этого в первое звено включают конденсатор с емкостью $C_1 = C_n$, а для изменения коэффициента деления параллельно нагрузке включают RC -звенья, у которых сопротивление меньше R_n , а емкость больше C_n в одинаковое число раз. Такой делитель называется *компенсированным*. Рассмотрим его работу.

Когда переключатель P находится в положении 1, звено $R_1 C_1$ замкнуто, деления нет: $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$. Предположим, что $U_{\text{вых}}$ нужно уменьшить в 10 раз. Для этого сопротивление нагрузки относительно сопротивления R_1 должно быть уменьшено в 9 раз, т. е. параллельно резистору R_n нужно подключить резистор R_2 с таким сопротивлением, чтобы $R_2 R_n / (R_2 + R_n) = R_1 / 9$. Одновременно, чтобы сохранить неизменной постоянную времени τ , нужно подключить конденсатор C_2 , емкость которого в сумме с C_n была бы в 9 раз больше C_n . Легко найти эти значения: $R_2 = R_1 / 8$ и $C_2 = 8 C_1$. Переключив P в положение 2, получим коэффициент деления 0,1. Для деления напряжения в 100 раз нужно параллельно звену $R_n C_n$ подключить звено $R_3 C_3$, в котором $R_3 = R_1 / 98$, а $C_3 = 98 C_1$. Такие компенсированные делители работают на частотах до 50 МГц.

На переменном токе применяются индуктивные и емкостные (рис. 1-4, д, е) делители напряжения. Коэффициент деления индуктивного делителя $n = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = L_2 / L_1$ не зависит от частоты при значениях ее до нескольких мегагерц; на более высоких частотах начинают оказывать влияние междувитковая емкость и поверхностный эффект проводов обмотки. Емкостный делитель можно применять на более высоких частотах — вплоть до нескольких сотен мегагерц. Его коэффициент деления $n = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = C_1 / (C_1 + C_2)$. Легко сделать делитель с плавно изменяющимся коэффициентом деления; для этого нужно использовать конденсатор C_1 переменной емкости. Недостатком этих делителей является зависимость их входного и выходного сопротивлений от частоты.

Аттенюаторы представляют собой четырехполюсники, предназначенные для плавного, ступенчатого или фиксированного ослабления сигнала (напряжение, сила тока, мощность). В отличие от делителя напряжения входное сопротивление аттенюатора в процессе регулировки не меняется, если сопротивление нагрузки постоянно. Аттенюаторы характеризуются диапазоном рабочих частот, пределами ослабления, рассеиваемой мощностью, входным и выходным сопротивлениями и погрешностью установки ослабления; аттенюаторы, работающие на СВЧ — коэффициентом стоячей волны.

Схема и конструкция аттенюатора определяются диапазоном рабочих частот. На частотах до 100 МГц аттенюаторы выполняются в виде резистивных четырехполюсников; от 200 МГц до 80 ГГц используются свойства предельных волноводов и явления поглощения электромагнитной энергии некоторыми материалами при прямом прохождении и при повороте плоскости поляризации. Шкала аттенюатора градуируется в децибелах. Ослабление напряжения и мощности определяется по следующим формулам соответственно:

$$A = 20 \lg (U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}) \text{ и } A = 10 \lg (P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}}).$$

Если заданы ослабление A и напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$, то необходимое входное напряжение находят по формуле $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} 10^{A/20}$. Аналогично для мощности: $P_{\text{вх}} = P_{\text{вых}} 10^{A/10}$.

Измерительные трансформаторы предназначены для уменьшения в известное число раз переменного тока или напряжения; в соответствии с этим они подразделяются на трансформаторы тока и трансформаторы напряжения. Трансформаторы состоят из замкнутого сердечника, изготовленного из электротехнической стали или пермаллоя, и двух обмоток. Первичная обмотка включается в линию, ток или напряжение в которой подлежат измерению, а вторичная обмотка соединяется с измерительным прибором.

Измерительные усилители применяются для усиления сигналов переменного и постоянного токов. По диапазону частот измерительные усилители разделяются на низкочастотные [20 (5) Гц — 200 (30) кГц], высокочастотные (до 250 МГц) и селективные (избирательные), усиливающие сигналы в узкой полосе частот. Все усилители выполняются с нормированной погрешностью коэффициента передачи, что достигается применением глубокой отрицатель-

ной обратной связи. Многие усилители снабжены калибратором напряжения и измерителем выходного напряжения, что позволяет устанавливать и контролировать коэффициент усиления. Последний у разных типов усилителей составляет от 20 до 100 дБ. Имеется класс электрометрических усилителей, предназначенных для усиления весьма малых токов ($1 \cdot 10^{-15}$ — $1 \cdot 10^{-9}$ А); входное сопротивление таких усилителей достигает 10^{12} Ом.

1-4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Измерительным прибором называется средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Измерительные приборы состоят из измерительных преобразователей и отсчетного устройства.

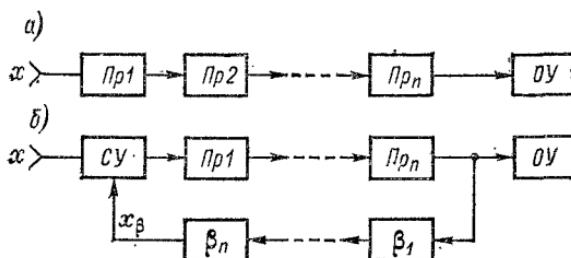


Рис. 1-5. Структурные схемы измерительных приборов

По построению структурной схемы все приборы разделяются на приборы *прямого преобразования* (рис. 1-5, а), в которых преобразование измеряемой величины происходит в одном направлении, и *уравновешивания*, или *сравнения* (рис. 1-5, б), в которых кроме прямого используется обратное преобразование (обратная связь). Здесь измеряемая величина подвергается прямому преобразованию в преобразователях Pr_1, \dots, Pr_n и по цепи обратной связи β_1, \dots, β_n поступает на сравнивающее устройство CU с некоторым значением x_β . Отсчетное устройство OY реагирует на Δx и по известному коэффициенту передачи цепи обратного преобразования позволяет определить значение измеряемой величины.

К приборам уравновешивания принадлежат и *компенсационные приборы*, в цепи обратной связи которых помещена образцовая мера; значение ее устанавливается рав-

ным значению измеряемой величины по нулевой отметке индикатора сравнивающего устройства ($\Delta x = 0$).

Измерительные приборы можно классифицировать по большему числу признаков, например: по принципу действия преобразователей — электромеханические, выпрямительные, термоэлектрические, электронные; по роду тока — для измерений на постоянном токе, переменном токе, универсальные; по диапазону частот — низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные; по виду информации — стрелочные (аналоговые), цифровые (дискретные); по форме информации — показывающие, регистрирующие, самопищащие, печатающие; по применению, условиям работы и т. д. Большинство классификационных признаков содержится в условных обозначениях, наносимых на панелях (шкалах) электро- и радиоизмерительных приборов (см. табл. П6).

1-5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ И СИСТЕМЫ

Измерительной установкой называется совокупность функционально объединенных средств измерений (меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы) и вспомогательных устройств, предназначенных для выработки измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположенных в одном месте. Измерительные установки широко применяются для поверки рабочих мер и измерительных приборов, для контроля технологических процессов, для испытаний различных материалов, для разбраковки изделий и т. д.

Измерительная система представляет собой совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и использования в автоматических системах управления. Создание измерительных (информационно-измерительных) систем связано с новым этапом развития измерительной техники — построением автоматизированных и испытательных систем для различных областей народного хозяйства на базе радиоизмерительных приборов общего применения.

Обобщенная структурная схема измерительной системы приведена на рис. 1-6. Внешние датчики предназначены для преобразования измеряемых физических величин в электрические сигналы, которые поступают на коммутирующее

устройство по каналам связи. Для низкочастотных сигналов используются трехпроводные незаземленные каналы связи, а для высокочастотных — однопроводные коаксиальные. Каналы связи подключены к коммутирующему устройству, которое принимает аналоговые сигналы от большого числа датчиков и передает их на радиоизмерительные приборы. Применяются в основном цифровые приборы, на выходах которых появляются электрические коды, соответствующие измерительной информации. Устройство обработки преобразует полученную информацию в сигналы

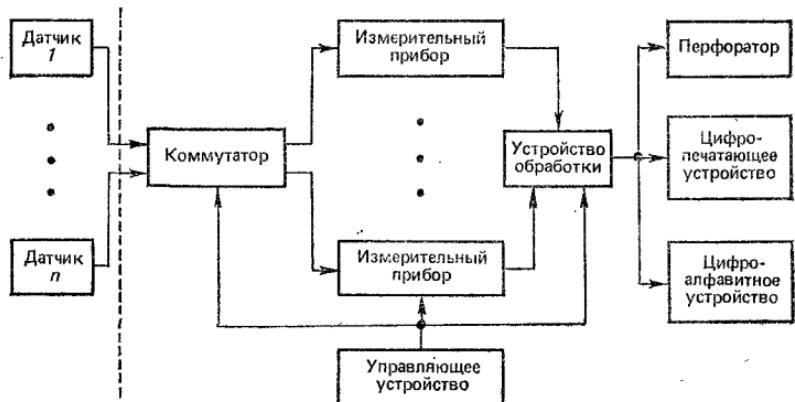


Рис. 1-6. Обобщенная структурная схема измерительной системы

управления регистрирующими устройствами — перфоратором, цифропечатающей машиной, цифро-алфавитной машинкой. Часто применяются аналоговые самописцы, а для визуального наблюдения — осциллографы.

Управляющее устройство осуществляет программируемый режим всех узлов системы. Наиболее удобным управляющим устройством является миниатюрная электронная цифровая вычислительная машина, которая одновременно может быть использована и для обработки измерительной информации.

Средства электро- и радиоизмерений, используемые для построения измерительных систем, характеризуются совместимостью, унификацией элементной базы и конструктивным единобразием.

1-6. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Средства измерений характеризуются следующими свойствами: чувствительностью, пределами измерения, вариацией показаний, погрешностью, входным и выходным

сопротивлением, динамическими характеристиками, условиями применения, стабильностью и надежностью. Рассмотрим определения этих свойств, в основном применительно к измерительным приборам.

Чувствительностью измерительного прибора называется отношение изменения величины на выходе (например, показание α) к вызывающему его изменению величины x на входе: $S = d\alpha/dx$. При равномерной (линейной) шкале $S = \alpha/x = \text{const}$, для неравномерной шкалы чувствительность в разных ее точках различна: $S = \Delta\alpha/\Delta x$, где $\Delta\alpha$ и Δx — приращения показания и входной величины соответственно. Чувствительность измеряется в различных единицах, например: вольт на деление, миллиметр на вольт и т. д. Иногда удобно характеризовать прибор порогом чувствительности, под которым понимают изменение измеряемой величины, вызывающее наименьшее изменение показания прибора, различимое без дополнительных устройств. Порог чувствительности цифровых приборов совпадает с единицей младшего разряда.

Пределом измерения называют область значений измеряемой величины от x_{\min} до x_{\max} , для которой нормированы допустимые погрешности. Предел измерения часто разделяют на несколько участков со своими пределами; в этом случае приборы называют многопредельными.

Диапазон рабочих частот — полоса частот, в пределах которой погрешность прибора нормирована.

Вариация показаний измерительного прибора, вычисляемая как средняя разность показаний в данной точке шкалы при медленном подходе к ней с двух направлений — со стороны меньшего и большего значений измеряемой величины: $v = |\bar{\Delta}_m - \bar{\Delta}_b|$.

Погрешностью измерительного прибора Δ называется разность между показанием прибора A и истинным значением измеряемой величины A_x :

$$\Delta = A - A_x. \quad (1-8)$$

Практически вместо истинного значения, которое неизвестно, используют значение, воспроизведенное мерой, или действительное значение, найденное экспериментально. Погрешностью меры называется разность между номинальным значением меры и истинным значением воспроизведенной ею величины. За истинное значение принимается размер единицы, воспроизведенной эталоном данной величины. Погрешность, вычисляемая по формуле (1-8), называется абсолютной погрешностью и выражается в единицах изме-

ряемой величины. Относительной погрешностью называется отношение абсолютной погрешности к измеренному значению:

$$\delta = \Delta/A. \quad (1-9)$$

Значение относительной погрешности зависит от значения измеряемой величины и при постоянной абсолютной погрешности возрастает с уменьшением A . Отсюда вытекает правило: *следует выбирать прибор с таким пределом измерения, чтобы показания были в последней трети шкалы.* Для удобства сравнения приборов между собой введено понятие *приведенной погрешности, %*:

$$\delta_{\text{пр}} = \frac{A - A_x}{A_k} \cdot 100 = \frac{\Delta A}{A_k} \cdot 100, \quad (1-10)$$

где A_k — некоторое нормированное значение, например конечное значение шкалы, сумма значений двусторонней шкалы и т. п.

Многие измерительные приборы различаются по классам точности. Класс точности прибора — обобщенная характеристика его точности, но не непосредственный ее показатель. Класс точности прибора $\delta_{k,n}$ численно равен наибольшей допустимой приведенной основной погрешности, выраженной в процентах, т. е. $\delta_{k,n} = \delta_{\text{пр}, \text{макс}}$. Класс точности присваивают из ряда: $1 \cdot 10^n; 1,5 \cdot 10^n; 2 \cdot 10^n; 2,5 \cdot 10^n; 4 \cdot 10^n; 5 \cdot 10^n; 6 \cdot 10^n$, где $n = 1; 0; -1; -2 \dots$ Из определения следует, что значение максимальной абсолютной погрешности данного прибора можно вычислить по его классу точности: $\Delta A_{\text{макс}} = \delta_{k,n} A_k / 100$.

Погрешности некоторых измерительных приборов зависят от текущего значения измеряемой величины вследствие сопутствующего изменения их чувствительности. Поэтому погрешности таких приборов представляют не одночленным выражением, подобным (1-8) и (1-9), а двучленным, в котором первое слагаемое не зависит от значения измеряемой величины, т. е. является *аддитивной* погрешностью, а второе зависит, т. е. является *мультипликативной* погрешностью. Двучленное выражение абсолютной погрешности $\Delta = \pm (a + bA)$, где a — аддитивная составляющая (постоянное число); b — постоянное число, выраженное в относительных единицах. Двучленное выражение относительной погрешности $\delta = \pm \left(h + d \frac{A_k}{A} \right)$, где h и d — постоянные числа. Применяются и другие формы выражения погрешности.

Погрешности мер и измерительных приборов зависят от условий, в которых они работают.

Нормальные условия применения средств измерений — условия, при которых влияющие величины имеют нормальные значения или находятся в пределах нормальной области значений. *Влияющая величина* — внешнее воздействие, влияющее на показания прибора, но не являющееся измеряемой им величиной. К главным влияющим величинам относятся: температура, влажность и давление окружающей среды; частота или диапазон частот, в котором производится данное измерение; напряженность электрического или магнитного поля, в котором находится средство измерения; напряжение и частота источника питания; механические воздействия и т. д.

При нормальных условиях погрешность называют *основной*; при нарушении нормальных условий появляется *дополнительная* погрешность. Различают *статическую* погрешность, проявляющуюся при измерении постоянной величины, и *динамическую* погрешность, возникающую при измерении переменной во времени величины. В соответствии с этим динамическая погрешность средства измерения определяется как разность между погрешностью средства измерения в динамическом режиме и его статической погрешностью в данный момент времени.

Входное сопротивление измерительного прибора характеризует реакцию входного сигнала на подключение данного прибора к источнику входного сигнала с фиксированным выходным сопротивлением. При измерении на постоянном токе или токе низкой частоты эта реакция заключается в потреблении мощности от источника измеряемого сигнала. Предположим, что нужно измерить ток, текущий в некоторой цепи. Прибор (амперметр) включается последовательно в разрыв цепи и при измерении потребляет мощность $P = I^2 R_A$, где R_A — сопротивление амперметра (очевидно, что его значение должно быть минимальным — единицы или доли ома). При измерении напряжения прибор (вольтметр) подключается параллельно измеряемому участку цепи и потребляемая мощность $P = U^2/R_V$, где R_V — сопротивление вольтметра, которое должно быть максимальным (тысячи или миллионы ом).

При измерениях на высоких частотах входное сопротивление $z_{\text{вх}}$ представляет собой комплексное сопротивление, так как входная цепь любого измерительного прибора представляется эквивалентной схемой (рис. 1-7, а), состоящей из сосредоточенных индуктивности, емкости и сопро-

тивления — $L_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вх}}$. На входном сопротивлении рассеивается некоторая мощность, а индуктивность и емкость входной цепи образуют колебательный контур, в котором при добротности $Q > 1$ возможно явление электрического резонанса. Резонанс возникает на собственной резонансной частоте входной цепи $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_{\text{вх}}C_{\text{вх}}})$. Частота измеряемой величины (назовем ее рабочей частотой $f_{\text{раб}}$), должна быть ниже собственной резонансной частоты входной цепи в 3—10 раз. При этом условии явлением резонанса можно пренебречь и эквивалентную схему входной цепи можно представить в виде параллельного соединения входного сопротивления и входной емкости (рис. 1-7, б).

Входное сопротивление $z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}/(1 + j\omega C_{\text{вх}} R_{\text{вх}})$ зависит от частоты, на которой производится измерение $f_{\text{раб}}$, поэтому оно характеризуется раздельно активным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ и входной емкостью $C_{\text{вх}}$.

Выходное сопротивление характеризует реакцию выходного сигнала на подключение к выходным зажимам фиксированной нагрузки. Выходное сопротивление часто определяется выходным сопротивлением между выходными зажимами данного устройства, например генератора. В процессе измерения в большинстве случаев выходные зажимы источника измеряемого сигнала соединяются с выходными зажимами измерительного прибора. При этом возникает необходимость согласования выходного и входного сопротивлений, что достигается при выполнении равенства $z_{\text{вх}} = z_{\text{вых}}$.

Динамические характеристики средств измерений характеризуют их инерционные свойства. Удобными динамическими характеристиками являются переходная характеристика, передаточная функция и совокупность амплитудно- и фазочастотной характеристик. Если средство измерения предназначено для работы в установившемся режиме или возможно пренебречь динамической погрешностью измерения, в качестве динамической характеристики можно принять время установления выходного сигнала.

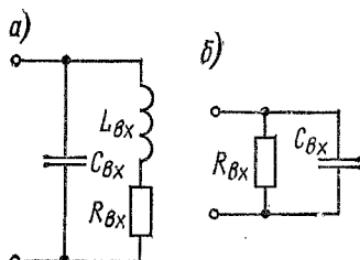


Рис. 1-7. Эквивалентная схема входной цепи измерительного прибора: а — полная; б — для низких частот ($f_{\text{раб}} \ll f_0$)

Стабильность средства измерения является качественным показателем, отражающим неизменность во времени его метрологических свойств.

Надежностью называется свойство выполнять свою функцию, сохраняя установленные эксплуатационные характеристики в определенных пределах в течение заданного времени, в заданных условиях. Надежность характеризуется средним временем безотказной работы при установленной доверительной вероятности.

Для некоторых измерительных приборов вводится понятие *помехоустойчивости* — свойства прибора правильно воспроизводить значение измеряемой величины при наличии внутренних (флуктуации, фон) и внешних помех.

1.7. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Метрологическими характеристиками называются характеристики средств измерений, оказывающие влияние на результаты и погрешности измерений. Метрологические характеристики нормируются, т. е. им предписываются определенные числовые значения для данного вида (типа) средств измерений, работающих в определенных условиях.

К нормируемым метрологическим характеристикам относятся:

пределы измерений (пределы шкалы);

цена деления равномерной шкалы аналогового прибора или многозначной меры. При неравномерной шкале — минимальная цена деления;

выходной код, число разрядов, цена единицы наименьшего разряда кода приборов с цифровым отсчетом;

вариация показаний;

погрешности прибора (систематическая и случайная составляющие, суммарная погрешность);

входное сопротивление;

выходное сопротивление;

время установления показаний (быстродействие — для цифровых приборов);

динамические характеристики (для приборов, предназначенных к использованию с быстроизменяющейся нагрузкой).

Способы нормирования и формы представления метрологических характеристик подробно изложены в ГОСТ 8.009—72.

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

2-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Обязательными компонентами любого измерения являются: физическая величина, значение которой нужно измерить; единица физической величины; метод измерения; условия; средство измерения; наблюдатель (оператор), выполняющий измерение, или микропроцессор (ЭВМ) при автоматизации измерений; результат измерения.

Можно утверждать, что результат измерения будет зависеть от выбранного метода, существующих во время измерения условий, качества использованного средства измерения и квалификации наблюдателя. Поэтому нельзя ожидать, что в результате измерения мы получим истинное значение измеряемой величины. Результат измерения x представляет собой лишь оценку измеряемой величины A_x ; в нем заключена некоторая погрешность Δ :

$$x = A_x + \Delta. \quad (2-1)$$

Отсюда погрешность измерения

$$\Delta = x - A_x. \quad (2-2)$$

Полученная по формуле (2-2) погрешность называется *абсолютной*. Она выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина. Истинное значение измеряемой величины A_x неизвестно, поэтому его оценивают действительным значением A , правила нахождения которого изложены ниже. За действительное значение измеряемой величины можно также принимать результат измерения, выполненного образцовым средством измерения высшего разряда точности по сравнению с применяемым в данном измерении (см. рис. 1-1).

Отношение абсолютной погрешности к действительному значению A или к результату измерения x , что практически удобнее, а в силу малости Δ допустимо, называется *относительной* погрешностью измерения, которую обычно выражают в процентах:

$$\delta = \frac{\Delta}{x} \cdot 100 \approx \frac{\Delta}{A} \cdot 100. \quad (2-3)$$

Погрешность измерения Δ является случайной величиной. Она проявляется в непредсказуемых случайных изме-

нениях результатов измерения одной и той же величины в неизменных условиях одним и тем же средством измерения, одним и тем же наблюдателем. Следовательно, и результат измерения x также является случайной величиной и может характеризоваться математическим ожиданием $M[X]$ и дисперсией $D[X]$ (или среднеквадратическим отклонением $\sigma = \sqrt{D[X]}$). Численные значения этих параметров находятся путем многократных измерений (наблюдений) в течение интервала времени T . Отсюда следует, что измерения должны быть статистическими и обрабатываться методами теории вероятностей.

Однако большинство измерений выполняются путем однократного наблюдения, и показание прибора принимают за результат измерения с максимальной абсолютной погрешностью Δ_{\max} , определяемой по классу точности $\delta_{k,p}$ данного прибора в соответствии с формулой (1-10):

$$\Delta_{\max} = \pm \delta_{k,p} A_k / 100. \quad (2-4)$$

Погрешность измерения Δ представляет сумму систематической Δ_c и случайной $\dot{\Delta}$ составляющих (обозначения даны по ГОСТ 8.011—72):

$$\Delta = \Delta_c + \dot{\Delta}. \quad (2-5)$$

Систематическая погрешность Δ_c остается постоянной или закономерно изменяется при повторных измерениях одной и той же величины. Случайная погрешность $\dot{\Delta}$ изменяется случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины. Другими словами, систематическая составляющая погрешности является математическим ожиданием погрешности измерения Δ : $M[\Delta] = M[\Delta_c]$, а случайная составляющая погрешности является случайной величиной с математическим ожиданием, равным нулю: $M[\dot{\Delta}] = 0$. Как следует из определения, эти две составляющие общей погрешности Δ резко отличаются по своим свойствам, и поэтому их анализ, способы оценки и уменьшения влияния совершенно различны.

2-2. СИСТЕМАТИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ

Систематические погрешности по причинам возникновения разделяются на методические, аппаратурные и субъективные.

Методические погрешности появляются вследствие несовершенства разработанного метода измерения данной вели-

чины; неточности формул, выведенных с некоторыми допущениями; влияния измерительного прибора на объект измерения; явления резонанса.

Аппаратурные погрешности обусловлены несовершенством средств измерений (изменение показаний при изменении напряжения питания или температуры окружающей среды); неточностью градуировки; неправильным расположением прибора (вертикальное вместо горизонтального); влиянием одного прибора на другой (например, работающего генератора на чувствительный вольтметр); наличием внешнего электромагнитного поля.

Субъективные (личностные) погрешности возникают вследствие несовершенства органов человека и связаны с индивидуальными особенностями и квалификацией наблюдателя. Эта разновидность систематической погрешности обычно невелика, а при использовании цифровых приборов исчезает. К субъективной погрешности следует отнести так называемые *промахи*, появляющиеся вследствие неправильных действий оператора (записано показание со шкалой, не относящееся к данному измерению, не учтена запятая в отсчете и др.). Промахи не учитывают, а измерение выполняют заново.

Систематическая погрешность может быть постоянной и переменной. *Постоянная систематическая погрешность* встречается наиболее часто, она остается неизменной в интервале времени измерения, ее сравнительно легко обнаружить и исключить. Наиболее простой способ обнаружения и определения постоянной систематической погрешности заключается в *проверке* данного рабочего прибора. При одновременном измерении одной и той же величины рабочим и образцовым прибором получают показания $A_{раб}$ и $A_{обр}$; разность между ними является абсолютной погрешностью рабочего прибора $\Delta_c = A_{раб} - A_{обр}$. Для удобства записи результата измерений вводится поправка C (*correction*), равная абсолютной погрешности с обратным знаком: $C = -\Delta_c$. Результатом измерения следует считать сумму показания рабочего прибора и поправки: $A = A_{раб} + C$.

Для уменьшения систематической погрешности в сложном приборе предусматривается возможность его калибровки с помощью внешнего или внутреннего источника калибровочного сигнала с известными параметрами.

В общем случае уменьшение постоянной систематической погрешности возможно методами замещения и компенсации по знаку. Метод замещения заключается в замене

измеряемой величины A_x известной величиной A_y таким образом, чтобы состояние измерительного прибора осталось неизменным; тогда $A_x = A_y$. Например, неточным стрелочным омметром измерили сопротивление R_x резистора и получили показание $\alpha = R_x + \Delta_c$. Затем вместо измеряемого резистора включаем магазин сопротивлений и путем его регулировки добиваемся прежнего показания $\alpha = R_m + \Delta_c$. Очевидно, что установленное сопротивление магазина $R_m = R_x$.

Метод компенсации по знаку применяется при направленном действии причины, вызывающей систематическую погрешность, например напряженности магнитного поля, эффекта Пельтье и др. Выполняют два наблюдения так, чтобы в результаты погрешность входила с разными знаками: $\alpha_1 = A_x + \Delta_c$ и $\alpha_2 = A_x - \Delta_c$. Отсюда $A_x = (\alpha_1 + \alpha_2)/2$.

Переменные систематические погрешности разделяются на прогрессирующие и периодические. Прогрессирующие систематические погрешности возрастают или убывают в функции некоторого аргумента (влияющей величины), их вызывающего. Периодические — изменяются в интервале времени наблюдения с определенным периодом. Для уменьшения переменных систематических погрешностей необходимо выявить закон их изменения и вычислить поправки. Иногда это удается сделать путем поверки и тогда поправки составляются в виде графиков или таблиц, но чаще поправки находят аналитически и тогда они выражаются математическими уравнениями. Эту сложную задачу не всегда можно довести до конца. При любых измерениях полное исключение систематической погрешности не удается: всегда остается некоторая часть неисключенной погрешности, которая и является систематической составляющей Δ_c погрешности измерения Δ .

2-3. СЛУЧАЙНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ

Случайные погрешности измерений возникают вследствие одновременного воздействия на объект измерения нескольких независимых величин, изменения которых носят флуктуационный характер. Определенный вклад в случайную погрешность измерения вносит и случайная погрешность средства измерения.

Будем полагать, что систематическая составляющая погрешности измерения исключена и $\Delta = \hat{\Delta}$. Случайная погрешность, как случайная величина, полностью характе-

ризуется *плотностью распределения вероятностей* (иначе, *плотностью вероятности*) $f(\Delta) = dF(\Delta)/d\Delta$, где $F(\Delta)$ — функция распределения. Следовательно, определяется не численное значение случайной погрешности, а лишь вероятность того, что она заключена в некотором интервале или не превышает некоторого значения. Если известен закон распределения, то известны $F(\Delta)$ и $f(\Delta)$. Вероятность P нахождения случайной погрешности в заданном интервале от Δ_1 до Δ_2 находится по формуле

$$P[\Delta_1 < \Delta < \Delta_2] = \int_{\Delta_1}^{\Delta_2} f(\Delta) d\Delta. \quad (2-6)$$

Закономерность изменения случайной погрешности можно установить при многократных наблюдениях ее значений

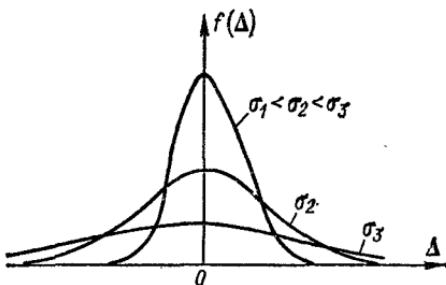


Рис. 2-1. Плотность вероятности случайных погрешностей при нормальном законе распределения

и статистической обработке результатов наблюдений. Эта трудоемкая и кропотливая работа выполняется при точных измерениях и заключается в проверке соответствия полученных данных предполагаемому распределению по некоторому критерию.

Флуктуации влияющих величин также являются случайными и характеризуются своими законами распределения (равномерный, треугольный, нормальный и т. д.). Однако вследствие соизмеримости их дисперсий уже при 4-5 влияющих величинах результирующий закон распределения случайной погрешности измерения удовлетворительно согласуется с нормальным (рис. 2-1).

Функция распределения по нормальному закону

$$F(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\Delta} \exp \frac{-\Delta^2}{2\sigma^2} d\Delta \quad (2-7)$$

и плотность вероятности

$$f(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-\Delta^2}{2\sigma^2}, \quad (2-8)$$

где $\sigma^2 = D = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 f(\Delta) d\Delta$ — дисперсия, характеризующая рассеивание случайной погрешности относительно центра распределения, а $\sigma = +\sqrt{D} = +\sqrt{\sigma^2}$ — ее среднеквадратическое отклонение.

Дисперсия и среднеквадратическое отклонение характеризуют точность измерения: чем больше D и σ , тем меньше точность. В практике измерений преимущественно используется среднеквадратическое отклонение σ , так как оно выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина.

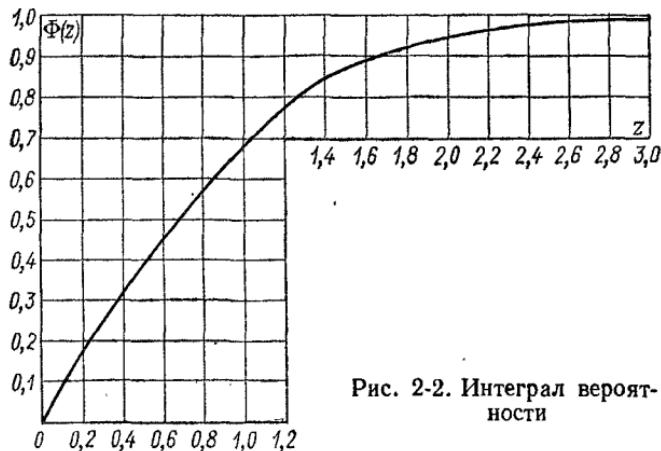


Рис. 2-2. Интеграл вероятности

Вероятность появления случайной погрешности в пределах от $-\Delta_1$ до Δ_1 в соответствии с формулой (2-6)

$$P[-\Delta_1 < \Delta < \Delta_1] = \frac{2}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^{\Delta_1} \exp \frac{-\Delta^2}{2\sigma^2} d\Delta. \quad (2-9)$$

Если ввести нормированную случайную величину $z = \Delta/\sigma$, правая часть равенства (2-9) преобразуется в функцию Лапласа, часто называемую *интегралом вероятности*

$$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z \exp \frac{t^2}{2} dt. \quad (2-10)$$

Эта функция табулирована, и ее значения приведены в табл. П4, а график представлен на рис. 2-2.

Если задана некоторая вероятность $\alpha = \Phi(z)$, то, найдя $z = \Delta/\sigma$, можно определить $\Delta = z\sigma$. При нормальном законе распределения максимальную погрешность Δ_{\max} принимают равной 3σ , что соответствует вероятности появления погрешности, превышающей Δ_{\max} : $1 - \alpha = 1 - 0,9973 = 0,0027 = 1/370$. Это означает, что в 369 из 370 наблюдений с вероятностью 0,9973 погрешность заключена в интервале $\pm 3\sigma$ и лишь в одном наблюдении может выйти за его пределы.

Равномерный закон распределения также встречается в измерениях. В частности, он характерен для измерения непрерывных величин методом дискретного счета. Плотность вероятности погрешности в интервале от $-\Delta_1/2$ до $\Delta_1/2$ (рис. 2-3) записывается в следующем виде:

$$f(\Delta) = 1/\Delta_1 \text{ при } -\Delta_1/2 \leq \Delta \leq \Delta_1/2;$$

$$f(\Delta) = 0 \text{ при } -\Delta_1/2 > \Delta > \Delta_1/2.$$

Следовательно, дисперсия

$$D(\Delta) = \sigma^2 = \int_{-\Delta_1/2}^{\Delta_1/2} \Delta^2 f(\Delta) d\Delta = \frac{1}{\Delta_1} \int_{-\Delta_1/2}^{\Delta_1/2} \Delta^2 d\Delta = \frac{\Delta_1^2}{12} = \frac{(\Delta_1/2)^2}{3}$$

и среднеквадратическое отклонение

$$\sigma = \frac{\Delta_1}{2\sqrt{3}} \text{ или } \sigma = \frac{\Delta_{\max}}{\sqrt{3}}.$$

Например, погрешность квантования, которая обычно заключена в пределах единицы младшего разряда (от $-1/2$ до $1/2$), характеризуется среднеквадратическим отклонением $\sigma = 1/(2\sqrt{3}) = 0,29$ ед.

Вернемся к закону нормального распределения. Этот закон характеризуется численными параметрами: математическим ожиданием и дисперсией. Точное определение этих параметров практически невозможно, так как для этого нужно иметь бесконечно большое число значений случайной величины, т. е. выполнить n наблюдений при $n \rightarrow \infty$. В практике измерений n всегда конечно, поэтому вычисленные в результате эксперимента значения называют

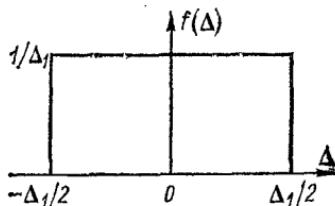


Рис. 2-3. Плотность вероятности случайных погрешностей при равномерном законе распределения

оценками математического ожидания и среднеквадратического отклонения.

Рассмотрим процедуру статистического измерения некоторой величины, истинное значение которой A_x . Производят n однократных наблюдений, в результате которых получают ряд случайных значений измеряемой величины $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$. В каждом x_i абсолютная погрешность i -го наблюдения $\Delta_i = x_i - A_x$. Определить значение этой погрешности невозможно, так как A_x неизвестно.

За оценку математического ожидания (истинного значения) принимают среднее арифметическое значение

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (2-11)$$

которое называют действительным значением A измеряемой величины A_x ; $A = \bar{x} \rightarrow A_x$ при $n \rightarrow \infty$.

Теперь можно вычислить абсолютное отклонение v каждого результата наблюдения относительно среднего значения: $v_1 = x_1 - \bar{x}$, ..., $v_i = x_i - \bar{x}$, ..., $v_n = x_n - \bar{x}$. Очевидно, что $\Delta_i \neq v_i$; $v_i \rightarrow \Delta_i$ при $n \rightarrow \infty$. Для контроля правильности вычислений можно использовать свойства отклонений результатов наблюдений от среднего арифметического: сумма отклонений равна нулю $\sum_{i=1}^n v_i = 0$, и сумма их квадратов минимальна: $\sum_{i=1}^n v_i^2 \rightarrow \min$.

Оценка $\tilde{\sigma}$ среднеквадратического отклонения абсолютных отклонений v каждого из однократных n наблюдений определяется по формуле

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n v_i^2}. \quad (2-12)$$

Точность результата n измерений будет выше. Она характеризуется оценкой $\tilde{\sigma}_{\bar{x}}$ среднеквадратического отклонения среднего арифметического (действительного) значения:

$$\tilde{\sigma}_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n v_i^2}, \quad (2-13)$$

т. е. $\tilde{\sigma}_{\bar{x}} = \tilde{\sigma}/\sqrt{n}$.

С увеличением числа измерений n (при независимых результатах) точность увеличивается пропорционально \sqrt{n} . Казалось бы, что увеличением n можно получить любое увеличение точности. Однако здравый смысл и практика измерений подсказывают, что $n > 10$ приносит мало пользы, так как сама измеряемая величина может измениться за время измерения.

Доверительный интервал и доверительная вероятность. В результате n наблюдений измеряемой величины A_x получаем оценку ее действительного значения A , равного среднему арифметическому \bar{x} , в соответствии с формулой (2-11). Эта оценка также случайная величина; ее среднеквадратическое отклонение $\sigma_{\bar{x}}$ определяется по формуле (2-13), т. е. результат измерения содержит неопределенность. Требуется выяснить, в каких пределах может изменяться действительное значение A при повторных измерениях (статистических) величины A_x в одних и тех же условиях, т. е. нужно найти интервал значений, который с заданной вероятностью «накрывает» истинное значение измеряемой величины. Такой интервал называют *доверительным*, а заданную (установленную) вероятность — *доверительной*. Доверительный интервал и доверительная вероятность характеризуют неопределенность результата измерения. Аналитически это записывается следующим образом:

$$P[\bar{x} - \Delta < A_x < \bar{x} + \Delta] = \alpha. \quad (2-14)$$

Выражение (2-14) читается так: истинное значение измеренной величины A_x заключено в пределах доверительного интервала от $\bar{x} - \Delta$ до $\bar{x} + \Delta$ с доверительной вероятностью α .

Аналогично для случайной погрешности

$$P[\Delta_1 < \Delta < \Delta_2] = \alpha. \quad (2-15)$$

Случайная погрешность измерения заключена в пределах доверительного интервала от Δ_1 до Δ_2 с доверительной вероятностью α .

В зависимости от целей измерения доверительную вероятность устанавливают равной 0,9—0,99. В выражениях (2-14) и (2-15) доверительные интервалы симметричны. Половину доверительного интервала называют *пределной* (максимальной, допустимой) *погрешностью* при доверительной вероятности α . Иногда доверительный интервал несимметричен и имеет вид $(\bar{x} - \Delta_1, \bar{x} + \Delta_2)$.

Предельную погрешность и доверительный интервал выражают через среднеквадратическое отклонение. Для нормального закона распределения доверительный интервал по заданной доверительной вероятности (и наоборот) определяют при помощи таблицы интеграла вероятности (табл. П4). Задаются доверительной вероятностью $P[|\bar{x} - A_x| \leq z_{\sigma_{\bar{x}}}] = \alpha$, например 0,95. По таблице находят $\Phi(z) = 0,95$ и значение z , которое в данном случае равно 2. Так как $z = \Delta/\sigma_{\bar{x}}$, то $\Delta = 2\sigma_{\bar{x}}$ и доверительный интервал $\pm\Delta = \pm 2\sigma_{\bar{x}}$.

Очевидно, что и доверительный интервал, и доверительная вероятность связаны с числом наблюдений n , так как $\sigma_{\bar{x}} = \sigma/\sqrt{n}$. Чем больше n , тем уже интервал. Однако, как уже было сказано выше, в практике измерений $n > 10$ встречается редко. Для числа наблюдений $2 < n < 20$ доверительный интервал определяется не через z , а через некоторый коэффициент $t_{n\alpha}$, который зависит от числа наблюдений n и доверительной вероятности α . Закон изменения коэффициента $t_{n\alpha}$ определяется распределением Стьюдента нормированной случайной величины $t = \bar{x} - A_x/\sigma_{\bar{x}}$, вычисленного для x_i с нормальным распределением. Коэффициент $t_{n\alpha}$ определяется с помощью следующей формулы:

$$P[-t_{n\alpha} < t < t_{n\alpha}] = 2 \int_0^{t_{n\alpha}} S(t, n) dt = \alpha, \quad (2-16)$$

где α — доверительная вероятность; $S(t, n)$ — плотность вероятности распределения Стьюдента при $n \geq 2$.

Интеграл $2 \int_0^{t_{n\alpha}} S(t, n) dt = \alpha$ табулирован (см. табл. П5).

При $n \rightarrow \infty$ распределение Стьюдента стремится к нормальному. Доверительный интервал находят по заданной вероятности и числу наблюдений. Например: $\alpha = 0,95$; $n = 6$. Из табл. П5 находят значение $t_{n\alpha} = 2,6$. Тогда $\Delta = t_{n\alpha}\sigma_{\bar{x}} = \pm 2,6\sigma_{\bar{x}}$.

Легко убедиться, что при использовании распределения Стьюдента доверительный интервал расширяется при той же самой доверительной вероятности.

Грубые погрешности. При статистических измерениях результаты каждого наблюдения отличаются друг от друга. Нередко случается, что одно или два значения отличаются более резко, чем остальные. Если можно утверждать, что

это не промахи, т. е. не явные ошибки, допущенные оператором, то необходимо установить, не являются ли они грубыми погрешностями, которые так же нужно исключить из обработки, как и промахи. Исключение грубой погрешности без достаточных оснований приводит к необоснованному улучшению результата измерений. С другой стороны, неисключение грубой погрешности, в особенности при малом числе наблюдений, исказит как действительное значение измеренной величины, так и границы доверительного интервала. Следовательно, грубые погрешности необходимо обнаруживать и исключать.

Простейшим способом обнаружения грубой погрешности при нормальном законе распределения является сравнение абсолютной погрешности «подозрительного» наблюдения $v_i = x_i - \bar{x}$ с максимальной погрешностью $\Delta_{\max} = 3\sigma$. Если $|v_i| > 3\sigma$, то этот результат следует отбросить и вновь вычислить значения \bar{x} и σ . Этот способ основан на том, что вероятность появления значения, отклоняющегося от среднего арифметического более чем на 3σ , равна всего лишь 0,003.

Однако следует помнить, что при небольшом числе наблюдений ($n < 10$), хотя и с малой вероятностью, но возможно, что отброшенное число является не грубой погрешностью, а естественным статистическим отклонением данной величины. Поэтому в ответственных случаях определение грубой погрешности производится на основе теории вероятности [3, 4]. Устанавливается, при каком числе измерений n с заданной вероятностью α можно отбросить результат наблюдения, превышающий заданное число или заданные границы.

2-4. СУММИРОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Случайная погрешность $\dot{\Delta}_z$ измерительного устройства, состоящего из m блоков с независимыми случайными погрешностями $\dot{\Delta}_i$ каждого блока, находится путем геометрического суммирования:

$$\dot{\Delta}_z = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^m \dot{\Delta}_i^2}. \quad (2-17)$$

Аналогично определяются относительная и предельная погрешности, а также среднеквадратическое отклонение.

Если на конечный результат измерения погрешности отдельных блоков оказывают разное влияние, то вводятся

весовые коэффициенты k_i и формула (2-17) преобразуется: например, относительная погрешность

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^m (k_i \delta_i)^2}.$$

Систематические погрешности суммируются алгебраически с учетом их знаков; суммарная погрешность является модулем полученной суммы:

$$\Delta_{c\Sigma} = \left| \sum_{i=1}^m \Delta_{ci} \right|. \quad (2-18)$$

При наличии и случайных и систематических погрешностей общая погрешность измерения $\Delta_{общ}$ принимается равной их геометрической сумме:

$$\Delta_{общ} = \sqrt{\Delta_{c\Sigma}^2 + \Delta_{\Sigma}^2}.$$

При наличии корреляционной связи между случайными погрешностями суммарная погрешность находится на основе положения о том, что дисперсия суммы двух коррелированных случайных величин σ_{Σ}^2 , характеризующихся дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 и коэффициентом корреляции r_{12} , определяется выражением $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_1^2 + 2r_{12}\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2$, откуда среднеквадратическое отклонение суммы двух случайных величин

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + 2r_{12}\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}. \quad (2-19)$$

При $r_{12} = \pm 1$ формула (2-19) приобретает вид формулы (2-18), а при $r_{12} = 0$ — вид (2-17) для $m = 2$.

Допускается исключение из рассмотрения так называемой ничтожной погрешности, которой называется слагаемое (слагаемые) со значением, меньшим 30 % суммарной погрешности.

2-5. ПОГРЕШНОСТЬ КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

При косвенных измерениях измеряемая величина A функционально связана с другими величинами x, y, \dots, t , которые подвергаются прямым измерениям: $A = f(x, y, \dots, t)$. Очевидно, что абсолютная погрешность измеряемой величины Δ_A является некоторой функцией погрешностей прямых измерений: $\Delta_A = F(\Delta_x, \Delta_y, \dots, \Delta_t)$. В простейшем случае, при одной переменной [$A = f(x)$], в результате измерения получаем

$$A + \Delta_A = f(x + \Delta_x).$$

Разложим правую часть в ряд Тейлора и сохраним члены разложения, содержащие Δ_x в первой степени:

$$A + \Delta_A = f(x) \pm \frac{df(x)}{dx} \Delta_x.$$

Отсюда абсолютная и относительная погрешности:

$$\Delta_A = \pm \frac{df(x)}{dx} \Delta_x; \quad \delta_A = \frac{\Delta_A}{A} = \pm \frac{df(x)}{dx} \frac{\Delta_x}{A}.$$

В общем случае, когда $A = f(x, y, \dots, t)$, абсолютная погрешность результата косвенных измерений находится так же, как сумма случайных погрешностей:

$$\Delta_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^2 \Delta_x^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)^2 \Delta_y^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)^2 \Delta_t^2},$$

где слагаемые являются квадратами частных погрешностей прямых измерений.

Аналогично вычисляется и относительная погрешность

$$\delta_A = \frac{\Delta_A}{A} = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^2 \left(\frac{\Delta_x}{A}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)^2 \left(\frac{\Delta_t}{A}\right)^2}.$$

Прямые измерения величин x, y, \dots, t могут выполняться статистическим методом, т. е. путем многократных наблюдений и определения их действительных значений $\bar{x}, \bar{y}, \dots, \bar{t}$ и среднеквадратических отклонений $\tilde{\sigma}_x, \tilde{\sigma}_y, \dots$. Тогда нужно найти оценку среднеквадратического отклонения результата косвенных измерений:

$$\tilde{\sigma}_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)_{x=\bar{x}}^2 \tilde{\sigma}_x^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)_{t=\bar{t}}^2 \tilde{\sigma}_t^2}.$$

Приведенные формулы относятся к случайным погрешностям. Однако часто встречаются частные погрешности прямых измерений, содержащие как случайные, так и систематические составляющие:

$$\Delta_x = \Delta_{cx} + \dot{\Delta}_x + \dots + \Delta_{ct} + \dot{\Delta}_t.$$

Погрешность косвенного измерения в этом случае не может быть точно вычислена. Применяют метод, обеспечивающий удовлетворительные результаты, основанный на представлении систематической погрешности эквивалентной случайной величиной, равновероятно находящейся в заданном интервале $\pm \Delta_c$, т. е. распределенной по равномерному закону. Известно, что дисперсия при равномерном распределении $D(\Delta_c) = \Delta_c^2/3$. Теперь можно написать, что

Таблица 2-1

Функция	Погрешность	
	абсолютная	относительная
$x + y + z$	$\pm [\Delta_x^2 + \Delta_y^2 + \Delta_z^2]^{1/2}$	$\pm \frac{[\Delta_x^2 + \Delta_y^2 + \Delta_z^2]^{1/2}}{x+y+z}$
$x - y$	$\pm [\Delta_x^2 + \Delta_y^2]^{1/2}$	$\pm \frac{[\Delta_x^2 + \Delta_y^2]^{1/2}}{x-y}$
xy	$\pm [x^2 \Delta_y^2 + y^2 \Delta_x^2]^{1/2}$	$\pm \left[\left(\frac{\Delta_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{\Delta_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2}$
x^n	$\pm n x^{n-1} \Delta_x$	$\pm n \frac{\Delta_x}{x}$
$\sqrt[n]{x}$	$\pm \frac{1}{n} x^{\frac{1}{n}-1} \Delta_x$	$\pm \frac{1}{n} \frac{\Delta_x}{x}$
$\frac{x}{y}$	$\pm \left[\frac{x^2 \Delta_y^2 + y^2 \Delta_x^2}{y^4} \right]^{1/2}$	$\pm \left[\left(\frac{\Delta_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{\Delta_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2}$
$\ln \frac{x}{y}$	$\pm \left[\left(\frac{\Delta_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{\Delta_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2}$	$\pm \frac{1}{\ln y} \left[\left(\frac{\Delta_x}{x} \right)^2 + \left(\frac{\Delta_y}{y} \right)^2 \right]^{1/2}$
$\sin x$	$\pm \cos x \Delta_x$	$\pm \operatorname{ctg} x \Delta_x$
$\cos x$	$\pm \sin x \Delta_x$	$\pm \operatorname{tg} x \Delta_x$
$\operatorname{tg} x$	$\pm \frac{\Delta_x}{\cos^2 x}$	$\pm \frac{2 \Delta_x}{\sin 2x}$
$\operatorname{arctg} x$	$\pm \frac{\Delta_x}{1+x^2}$	$\pm \frac{\Delta_x}{(1+x^2) \operatorname{arctg} x}$

дисперсия $D(x) = \tilde{\sigma}_x^2 + \Delta_{\text{ex}}^2/3$. Следовательно, среднеквадратическое отклонение общей погрешности косвенного измерения величины A можно записать в следующей форме:

$$\tilde{\sigma}_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^2 \left(\tilde{\sigma}_x^2 + \frac{\Delta_x^2}{3}\right) + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)^2 \left(\tilde{\sigma}_t^2 + \frac{\Delta_t^2}{3}\right)}.$$

Формулы для вычислений абсолютных и относительных погрешностей косвенных измерений часто встречающихся функций приведены в табл. 2-1.

2-6. НЕКОТОРЫЕ ПРАВИЛА ВЫПОЛНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ И ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ

Предварительные замечания. Результат измерения состоит из оценки измеряемой величины (ее действительного значения) и погрешности измерения, характеризующей точность измерения. Полученные числа должны оканчиваться цифрами одинаковых разрядов. Погрешность выражается числом с одной или двумя значащими цифрами. Две значащие цифры оставляют при более точных измерениях и при цифре старшего разряда, равной или меньшей трех. Такое представление погрешностей основано на том, что они определяют лишь интервал, в котором заключено истинное значение измеряемой величины. Для приведения окончания полученных чисел к одинаковым разрядам эти числа округляются. Напомним основные правила округления.

1. Если первая из отбрасываемых цифр ≥ 5 , а за ней есть значащие цифры, то последнюю из сохраняемых цифр увеличивают на единицу. Например, округляя число 28,754 до трех значащих цифр, напишем 28,8.

2. Если отбрасывается цифра 5, а за ней нет значащих цифр, то последнюю сохраняемую цифру оставляют неизменной, если она четная, и увеличивают на единицу, если она нечетная. Предполагается, что избыточность и недостаточность при многих округлениях взаимно компенсируется. Например, округляя число 28,75 до трех значащих цифр, напишем 28,8. Для числа 28,65 округленное значение — 28,6.

3. Если первая из отбрасываемых цифр < 5 , то последнюю сохраняемую цифру не изменяют. Например, округляя число 218,74 до четырех значащих цифр, напишем 218,7.

Технические измерения. Прежде чем приступить к измерению, нужно отнести его к определенному виду по точности. Точность измерения должна быть соотнесена с его задачей.

Наиболее распространены технические измерения, которые выполняют однократно, и их погрешность определяется погрешностью измерительного прибора. Здесь могут быть два случая. В первом случае измерение выполняется имеющимся в наличии прибором, класс точности которого $\delta_{\text{к.п.}}$. Максимальная погрешность прибора $\Delta_{\text{макс}} = \delta_{\text{к.п.}} A_k / 100$, где A_k — конечное значение шкалы прибора. Результат измерения записывают в форме $A \pm \Delta_{\text{макс}}$, где A — показание прибора.

Пример 1. Измеряют напряжение сети U щитовым вольтметром типа Э377; кл. 1,5; $A_k = 250$ В. Показание вольтметра $U = 215$ В. Вычисляют $\Delta_{\text{макс}} = 1,5 \cdot 250 / 100 = = 3,75 \approx 4$ В. Результат измерения: $U = 215 \pm 4$ В.

Во втором случае измерение должно быть выполнено с погрешностью, не превышающей заданную (допустимую) $\Delta_{\text{доп.}}$. Выбирают соответствующий измерительный прибор, погрешность которого $\Delta_{\text{макс}} \leq \Delta_{\text{доп.}}$ и при помощи однократного измерения получают результат: $A \pm \Delta_{\text{макс.}}$.

Пример 2. Нужно измерить сопротивление резистора, номинал которого 910 Ом; допустимая погрешность измерения $\Delta_{\text{доп.}} = 1$ Ом. Выбирают мост постоянного тока, например типа МО-61, основная относительная погрешность которого на пределе измерения до 10^8 Ом $\delta = 0,05\%$. Уравновесив мост, отсчитывают значение сопротивления $R = 892,7$ Ом. Максимальная погрешность $\Delta_{\text{макс.}} = R\delta = = 892,7 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 0,44635 = 0,4$ Ом. Результат измерения: $R = 892,7 \pm 0,4$ Ом.

Следует иметь в виду, что определяемая при технических измерениях погрешность является суммарной, т. е. $\Delta_{\text{макс.}} = = \Delta_c + \Delta$.

Понятие о контрольно-проверочных измерениях. Отнесем к этому виду все измерения, в которых случайная составляющая погрешности имеет существенное значение и ее нужно оценить и уменьшить. Точность таких измерений задается доверительным интервалом и доверительной вероятностью. Контрольно-проверочные измерения выполняются с помощью многократных наблюдений. Систематическая составляющая погрешности, по возможности, устраняется заранее.

Порядок выполнения измерений и их оценки:

производят n наблюдений измеряемой величины и получают ряд ее значений x_i ;

находят действительное значение A как среднее арифметическое \bar{x} по формуле (2-11);

вычисляют разности $v_i = x_i - \bar{x}$;

проверяют (просматривают) разности с целью исключения грубых погрешностей;

вычисляют по формуле (2-12) оценку среднеквадратического отклонения отдельных наблюдений;

определяют по формуле (2-13) оценку среднеквадратического отклонения среднего арифметического;

находят доверительный интервал по установленной доверительной вероятности (или наоборот), пользуясь интегралом вероятности или плотностью распределения Стьюдента (см. табл. П4, П5).

П р и м е р 3. Рассмотрим измерение сопротивления резистора, предназначенного для аттенюатора. Данные наблюдений и последующие вычисления сведены в таблицу 2-2.

Таблица 2-2

i	R_i	$R_i - \bar{R}$	$(R_i - \bar{R})^2$	i	R_i	$R_i - \bar{R}$	$(R_i - \bar{R})^2$
1	591	-2	4	10	597	4	16
2	595	2	4	11	588	-5	25
3	594	1	1	12	592	-1	1
4	593	0	0	13	596	3	9
5	592	-1	1	14	592	-1	1
6	598	5	25	15	591	-2	4
7	593	0	0	16	590	-3	9
8	589	-4	16	17	600	7	49
9	590	-3	9				
Сумма							
0 174							
Результат							
$\bar{R} = 593$ Ом;							
$\tilde{\sigma} = 3,3$ Ом							

Семнадцатое наблюдение резко отличается от остальных. Проверим, не является ли оно грубой погрешностью. По условию $\Delta_{rp} > 3\tilde{\sigma} = 3 \cdot 3,3 \approx 10$; $v_{17} = 7 < 10$. С вероятностью 0,997 результат семнадцатого наблюдения не является грубой погрешностью. Найдем оценку среднеквадратического отклонения среднего арифметического: $\tilde{\sigma}_{\bar{R}} = \tilde{\sigma}/\sqrt{n} = 3,3/\sqrt{16} = 0,8$ Ом. Доверительный интервал определим при доверительной вероятности 0,99. По значе-

нию интеграла вероятности $\Phi(z) = 0,99$ находим $z = 2,58$. Границы интервала $\Delta = \pm z\tilde{\sigma}_R = 2,58 \cdot 0,8 = 2$ Ом. Результат измерения записываем в такой форме: $R = 593 \pm 2$ Ом; $P = 0,99$.

Пример 4. Рассмотрим измерение сопротивления того же резистора, но ограниченное первыми пятью наблюдениями. Среднее арифметическое равно 593 Ом. Оценка среднеквадратического отклонения наблюдения $\tilde{\sigma} = \sqrt{10/4} = 1,6$ Ом. Оценка среднеквадратического отклонения среднего арифметического $\tilde{\sigma}_R = 1,6/\sqrt{n} \approx 1,6/2,2 = 0,725 \approx 0,7$ Ом.

Для определения доверительного интервала нужно воспользоваться коэффициентом Стьюдента $t_{n\alpha}$ (см. табл. П5). При той же доверительной вероятности 0,99 и $n = 5$ $t_{5;0,99} = 4,6$. Следовательно, границы интервала $\Delta = \pm t_{5;0,99} \tilde{\sigma}_R = 4,6 \cdot 0,7 = 3,2$ Ом. Округляем до одной значащей цифры: $3,2 \approx 3$. Результат измерения записываем так: $R = 593 \pm 3$ Ом; $P = 0,99$.

Если в измерении имеется неисключенная систематическая погрешность и значение ее теоретически или экспериментально определено, то можно найти необходимое число наблюдений, при выполнении которых случайная погрешность не будет определяющей.

Пример 5. Установлено значение систематической погрешности $\Delta_c = 10$ Ом. Находим $z = \Delta_c/\tilde{\sigma}_R$. Подставляя $\tilde{\sigma}$ из примера 4, находим: $z = 5/1,6 \approx 3$. По табл. 2-3 для $\alpha = 0,99$ находим $n = 15$.

ГОСТ 8.011—72 устанавливает количественные показатели точности измерений, способы их выражения и формы представления результатов измерений. Выбор способов регламентируется соответствующими документами.

Таблица 2-3

$z = \Delta/\tilde{\sigma}_x$	α при n , равном				
	5	10	15	20	∞
1,5	0,792	0,832	0,844	0,850	0,866
2,0	0,884	0,923	0,935	0,940	0,954
2,5	0,933	0,966	0,975	0,978	0,988
3,0	0,960	0,985	0,990	0,993	0,997
4,0	0,984	0,997	0,999	0,999	0,999

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

3-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Перед измерением тока (напряжения) нужно иметь представление о его частоте, форме, ожидаемом значении, требуемой точности измерения и о сопротивлении цепи, в которой производится измерение. Эти предварительные сведения позволяют выбрать наиболее подходящий метод измерения и измерительный прибор.

Для измерения тока и напряжения применяют метод непосредственной оценки и метод сравнения.

Метод непосредственной оценки осуществляют с помощью прямоизказывающих приборов — амперметров и вольтметров со шкалами, градуированными в единицах измеряемой величины. Амперметр включают последовательно с нагрузкой (в разрыв цепи); вольтметр присоединяют параллельно участку цепи, падение напряжения на котором нужно измерить (рис. 3-1).

3-1). Включенный в цепь прибор оказывает на ее режим определенное влияние, для уменьшения которого необходимо строго выполнять следующие условия: внутреннее сопротивление амперметра R_A должно быть много меньше сопротивления нагрузки R_H ; внутреннее сопротивление вольтметра должно быть много больше сопротивления нагрузки. Невыполнение этих условий приводит к систематической методической погрешности, которая приблизительно совпадает со значениями отношений R_A/R_H и R_H/R_V . Условие $R_V \gg R_H$ особенно трудно выполнить при измерении напряжения на участках (нагрузках) с большим сопротивлением в так называемых слаботочных цепях. Для этой цели применяют электронные вольтметры с входным сопротивлением до сотен мегаом.

Измерения постоянного тока выполняют с меньшими погрешностями, чем измерения переменного. С повышением частоты погрешность увеличивается.

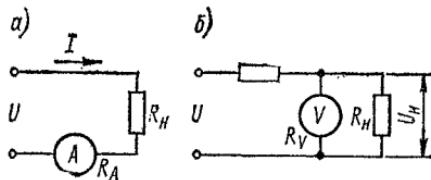


Рис. 3-1. Схемы измерения методом непосредственной оценки: а — тока; б — напряжения

Метод сравнения обеспечивает более высокую точность измерения. Его осуществляют с помощью приборов — компенсаторов, отличающихся тем свойством, что в момент измерения мощность от измеряемой цепи не потребляется, т. е. входное сопротивление практически бесконечно. Это свойство позволяет применять компенсаторы для измерения ЭДС. Метод сравнения реализуется также в цифровых вольтметрах дискретного действия и аналоговых компенсационных вольтметрах, благодаря чему погрешность измерения составляет десятые, сотые и даже тысячные доли процента.

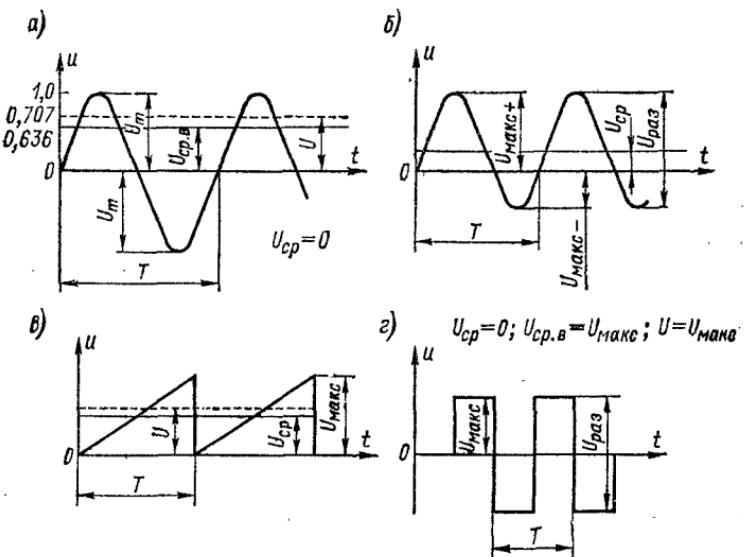


Рис. 3-2. Формы кривых переменного напряжения: а — синусоидальная; б — несинусоидальная; в — треугольная; г — меандрирующая

Переменный ток промышленной частоты имеет синусоидальную форму и характеризуется мгновенным, среднеквадратическим (действующим) значением, амплитудой и фазой (рис. 3-2, а):

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi) \text{ или } u = U_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (3-1)$$

Мгновенные значения i или u наблюдают на экране осциллографа, среднеквадратическое значение измеряется соответствующим амперметром или вольтметром, амплитуда обычно вычисляется по измеренному среднеквадратическому значению; измерение фазы изложено в гл. 7. Амплитудой напряжения U_m называют максимальное значение из всех

мгновенных значений синусоидального изменения за период или полупериод. Среднеквадратическое (действующее) значение определяется как корень квадратный из среднего за период квадрата мгновенных значений:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (3-2)$$

Подставив выражение (3-1) в формулу (3-2), получаем

$$U = U_m / \sqrt{2} = U_m / 1,41 = 0,707 U_m.$$

Связь между амплитудой и среднеквадратическим значением при любой форме изменения мгновенных значений определяется формулой

$$U = U_m / K_a, \quad (3-3)$$

где $K_a = U_m / U$ — коэффициент амплитуды; для синусоидального напряжения $K_a = \sqrt{2} = 1,41$.

В практике измерений применяют *средневыпрямленное значение*, которое определяется как среднее арифметическое абсолютных мгновенных значений за период:

$$U_{\text{ср.в}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt. \quad (3-4)$$

Средневыпрямленное и действующее напряжения связаны между собой через коэффициент формы:

$$U_{\text{ср.в}} = U / K_\Phi. \quad (3-5)$$

Для синусоидального напряжения $K_\Phi = 1,11$.

Подставляя в формулу (3-5) формулу (3-3), получаем связь между средневыпрямленным значением и амплитудой:

$$U_{\text{ср.в}} = U_m / (K_a K_\Phi). \quad (3-6)$$

Для синусоидальной формы кривой $U_{\text{ср.в}} = U_m / (1,41 \times 1,11) = 0,636 U_m$.

В радиотехнике наряду с сигналами синусоидальной формы широко используются другие, несинусоидальные сигналы (рис. 3-2, б, в). Такие сигналы характеризуются максимальными (пиковыми) значениями из всех мгновенных значений в положительной или отрицательной полуволнах $U_{\text{макс+}}$ и $U_{\text{макс-}}$, среднеквадратическим (действующим), сред-

невыпрямленным и средним значением, часто называемым постоянной составляющей.

Среднее значение напряжения равно среднеарифметическому всех мгновенных значений за период:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u dt. \quad (3-7)$$

Среднеквадратическое значение несинусоидального напряжения определяют по формуле (3-2) или путем разложения в ряд Фурье. В последнем случае вычисляют среднеквадратическое значение каждой гармоники $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ и постоянную составляющую U_{cp} . Тогда среднеквадратическое значение несинусоидального напряжения $U = \sqrt{U_{cp}^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$.

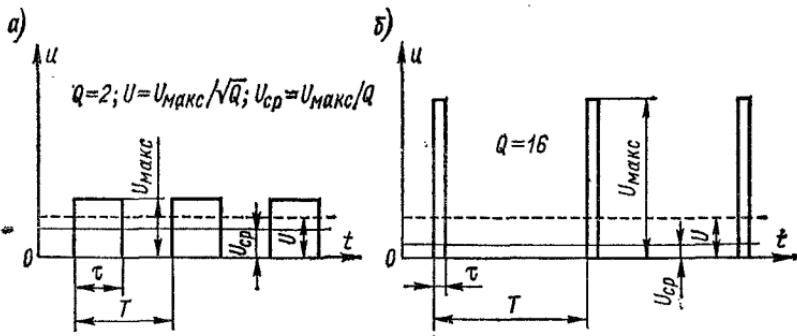


Рис. 3-3. Последовательность импульсов: *а* — $Q = 2$; *б* — $Q = 16$

Средневыпрямленное значение находят по формуле (3-4), а максимальное — по формулам (3-3) и (3-6). Для некоторых, часто используемых, форм напряжения коэффициенты амплитуды и формы вычислены. Например, для треугольной формы (рис. 3-2, *в*) $K_a = \sqrt{3} = 1,73$; $K_\phi = 1,16$. Для мандра (рис. 3-2, *г*) $K_a = K_\phi = 1$.

Разность пиковых (максимальных) напряжений называют «размахом» напряжения: $U_{раз} = U_{\max+} - U_{\max-}$.

Коэффициенты формы и амплитуды однополярных импульсов (рис. 3-3) определяются их скважностью $Q = T/\tau$: $K_a = K_\phi = \sqrt{Q}$. Следовательно, среднеквадратическое значение $U = U_{\max}/\sqrt{Q}$ и среднее значение (постоянная составляющая) $U_{cp} = U/\sqrt{Q} = U_{\max}/Q$.

3-2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ АМПЕРМЕТРЫ И ВОЛЬТМЕТРЫ

Электромеханические измерительные приборы относятся к приборам прямого преобразования, в которых электрическая измеряемая величина x непосредственно преобразуется в показание отсчетного устройства. Таким образом, любой электромеханический прибор состоит из следующих главных частей: неподвижной, соединенной с корпусом прибора, и подвижной, механически или оптически связанной с отсчетным устройством.

Отсчетное устройство предназначено для наблюдения значений измеряемой величины. Оно состоит из шкалы и указателя, располагаемых на лицевой стороне прибора. Шкалой называется совокупность отметок (штрихов), расположенных в определенной последовательности, и приведенных у некоторых из них чисел отсчета, соответствующих ряду последовательных значений измеряемой величины. Шкалы могут быть равномерными и неравномерными (квадратичными, логарифмическими и др.). Расстояние между двумя соседними штрихами называется *делением шкалы*. Разность значений измеряемой величины, соответствующая двум соседним отметкам, называется *ценой деления*. Цена деления Δ равномерной шкалы равна конечному значению измеряемой величины на шкале A_k , деленному на число делений n : $\Delta = A_k/n$. Цену деления обычно выбирают кратной погрешности прибора: $\Delta = 2\Delta_0$ или $\Delta = 4\Delta_0$. Таким образом, по цене деления можно получить представление об абсолютной погрешности прибора.

Шкала называется *односторонней*, если нулевая отметка помещена у ее начала, и *двусторонней* — при нуле посередине. Шкалу наносят на циферблат прибора; на нем же помещают название прибора и условные обозначения (см. табл. П6).

Указатели делятся на *стрелочные* и *оптические*. Оптические указатели состоят из источника света, зеркальца, расположенного на подвижной части, и системы зеркал, удлиняющих путь луча света и направляющих его на полупрозрачную шкалу. Оптические указатели обеспечивают большую чувствительность прибора и меньшую погрешность отсчета по сравнению со стрелочными.

Подвижная часть прибора снабжается осью или полуосями, которые оканчиваются запрессованными в них стальными кернами. Последние опираются на корундовые или рубиновые подпятники (рис. 3-4, а). Трение керна о подпятник снижает чувствительность и точность прибора, поэтому

подвижную часть устанавливают на растяжках (рис. 3-4, б), а в чувствительных гальванометрах — на подвесе (рис. 3-4, в). Растяжки и подвесы представляют собой тонкие упругие нити или ленты из платиново-серебряного сплава. Измеряемый ток поступает в подвижную часть прибора через эти нити или ленты; в приборе на подвесе вторым проводником является безмоментная лента. В особо чувствительных гальванометрах безмоментная лента делается из золота толщиной 200—300 нм.

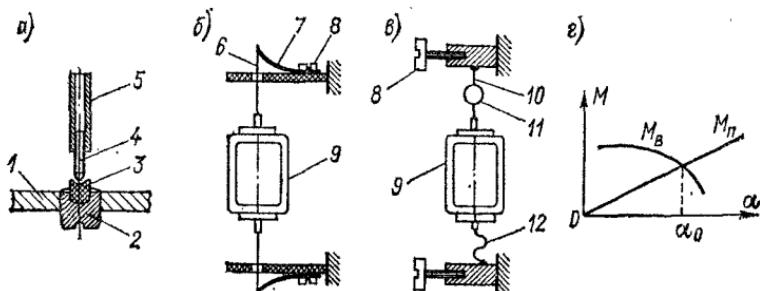


Рис. 3-4. Способы установки подвижной части прибора: *а* — на оси; *б* — на растяжках; *в* — на подвесе

1 — корпус; *2* — регулировочный винт; *3* — подпятник; *4* — керн; *5* — ось; *6* — растяжка; *7* — пружина; *8* — крепящий контактный винт; *9* — рамка; *10* — подвес; *11* — зеркало; *12* — безмоментная лента

Электромеханический измерительный прибор содержит следующие узлы: узел, создающий врачающий момент; узел, создающий противодействующий момент; успокоитель. Электромагнитная энергия $W_{\text{ем}}$ поступает от измеряемого объекта в узел, создающий врачающий момент, и вызывает поворот подвижной части прибора. Вращающий момент M_B можно выразить известным уравнением Лагранжа второго рода:

$$M_B = \partial W_{\text{ем}} / \partial \alpha. \quad (3-8)$$

Под действием врачающего момента подвижная часть всегда будет поворачиваться до упора. Необходим противодействующий момент M_n , направленный навстречу врачающему моменту. Противодействующий момент можно получить за счет механических или электрических сил. В первом случае он создается с помощью плоских спиральных пружин или металлических нитей, закрепленных концами на неподвижной и подвижной частях прибора и закручивающихся при повороте последней. Механический противодей-

ствующий момент прямо пропорционален углу поворота α :

$$M_n = W\alpha, \quad (3-9)$$

где W — удельный противодействующий момент, зависящий от свойств упругого элемента.

Во втором случае противодействующий момент создается за счет электромагнитной энергии измеряемой величины в соответствии с формулой (3-8).

Движение подвижной части прибора прекращается в некотором положении α_0 , когда врачающий и противодействующий моменты окажутся равными друг другу: $M_b = M_n$ (рис. 3-4, г). Подставляя значения M_b и M_n из формул (3-8) и (3-9), можно получить выражение для угла поворота подвижной части прибора в виде

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial W_{\text{ем}}}{\partial \alpha}. \quad (3-10)$$

Если противодействующий момент создается за счет электромагнитной энергии, движение прекращается в момент достижения равенства двух моментов M_1 и M_2 , противоположного направления. В общем виде на основе формулы (3-8) выражения для моментов можно записать так: $M_1 = -a_1 f_1(\alpha) x_1$ и $M_2 = a_2 f_2(\alpha) x_2$, где x_1 и x_2 — электрические измеряемые величины. При равенстве моментов M_1 и M_2 , вынося функции в левую часть, получим

$$\frac{f_1(\alpha)}{f_2(\alpha)} = \frac{a_2 x_2}{a_1 x_1}.$$

Обозначим $f_1(\alpha)/f_2(\alpha) = f_3$ и $a_2/a_1 = a$, тогда $f_3(\alpha) = ax_2/x_1$ или, вводя обратную функцию F , получим выражение для угла поворота

$$\alpha = F(a, x_1/x_2). \quad (3-11)$$

Отсюда следует, что α зависит от отношения двух электрических величин. Такие приборы называются логометрами (от греческого $\lambda\omega\mu\sigma$ — отношение).

Успокоитель предназначается для убыстрения процесса затухания колебаний подвижной части прибора, выведенной из равновесия. Момент успокоения

$$M_y = P \frac{d\alpha}{dt}, \quad (3-12)$$

где P — коэффициент успокоения, зависящий от типа и конструкции успокоителя; $d\alpha/dt$ — угловая скорость перемещения подвижной части.

Наиболее распространены воздушные, жидкостные и магнитоиндукционные успокоители (рис. 3-5), с помощью которых время успокоения сокращается до 3—4 с.

Электромеханические приборы по точности делятся на восемь классов: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0. По принципу преобразования электромагнитной энергии в механическую они разделяются на несколько групп (систем). Основными системами являются: магнитоэлектрическая, электромагнитная, электродинамическая (ферродинамическая) и электростатическая.

Магнитоэлектрические приборы. Узел для создания врачающего момента состоит из сильного постоянного магнита

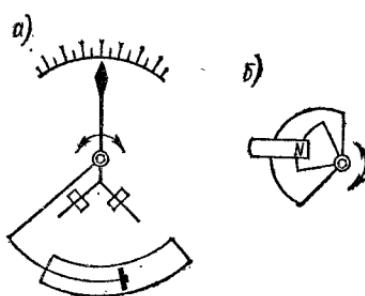


Рис. 3-5. Успокоители: а — воздушный; б — магнитоиндукционный

(катушкой), по которому протекает измеряемый ток (рис. 3-6, а). Катушка в форме прямоугольной рамки помещена в кольцевом зазоре между полюсными наконечниками магнита и цилиндрическим сердечником, т. е. в радиальном магнитном поле. Принцип работы магнитоэлектрических приборов заключается во взаимодействии поля постоянного магнита с проводником

протекает измеряемый ток.

При этом возникает пара сил F (рис. 3-6, б), создающая

вращающий момент.

Энергия магнитоэлектрической системы является суммой энергии поля магнита $W_{\text{п.м.}}$, энергии катушки с током и энергии взаимодействия поля магнита и катушки с током ΨI , где Ψ — потокосцепление, численно равное произведению числа силовых магнитных линий, пересекаемых обеими сторонами катушки при ее повороте на угол α , на число витков n ее обмотки:

$$\Psi = Bsna. \quad (3-13)$$

Здесь B — магнитная индукция в зазоре, Тл; s — площадь обеих сторон катушки, м^2 ;

Таким образом, вся энергия, сосредоточенная в узле, вызывающем вращающий момент, равна

$$W_{\text{эм}} = W_{\text{п.м.}} + LI^2/2 + BnsaI. \quad (3-14)$$

На основании формулы (3-8), дифференцируя выражение (3-14) по перемещению, получим уравнение врачающего момента

$$M_b = \partial W_{\text{эм}} / \partial \alpha = BnsI. \quad (3-15)$$

На основании формулы (3-9) аналогично выражению (3-10) отклонение подвижной части прибора подчинено следующей зависимости:

$$\alpha = \frac{Bns}{W} I = S_i I, \quad (3-16)$$

где $S_i = Bns/W$ — чувствительность прибора по току.

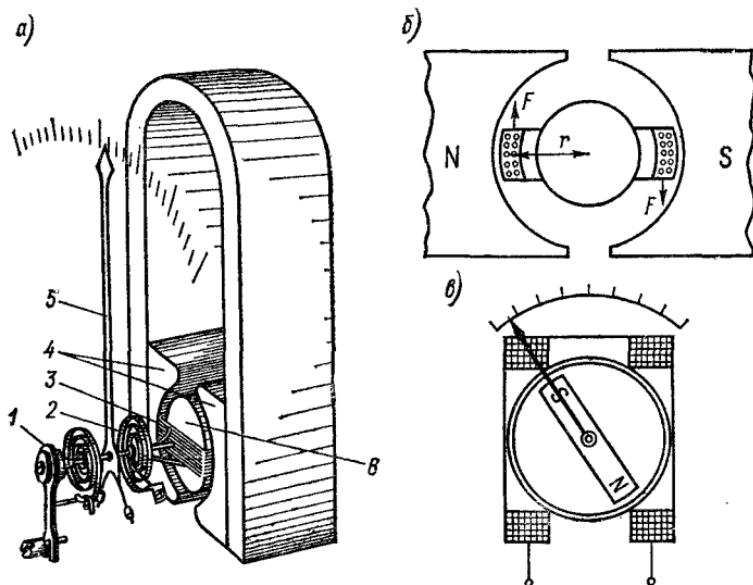


Рис. 3-6. Магнитоэлектрический прибор

1 — корректор; 2 — противодействующие пружины; 3 — подвижная катушка; 4 — полюсные наконечники; 5 — стрелка; 6 — сердечник

Формула (3-16) является уравнением шкалы прибора магнитоэлектрической системы. Из этого уравнения следует, что отклонение указателя пропорционально измеряемому току, шкала равномерна (линейна), при включении следует соблюдать полярность, так как прибор чувствителен к постоянному току. При включении прибора в цепь, по которой протекает пульсирующий или импульсный ток, отклонение указателя будет пропорционально постоянной составляющей (среднему значению) этих токов; в цепи с то-

ком синусоидальной формы вследствие инерционности подвижной части показания будут равны нулю и лишь при частоте переменного тока ниже 10 Гц подвижная часть с указателем будет совершать колебательные движения. Это свойство магнитоэлектрических приборов используется для индикации частоты, близкой к нулю, например частоты биений.

Время установления показаний сокращается с помощью *электромагнитного успокоения*, возникающего за счет индуцированного тока в катушке, возбуждаемого при пересечении ею магнитного поля: $I = e/R_\Sigma$, где e — индуцированная ЭДС, а R_Σ — сумма сопротивлений подвижной катушки и внешней цепи, на которую она замкнута;

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -Bsn \frac{d\alpha}{dt}.$$

Аналогично формуле (3-15) находим момент электромагнитного успокоения

$$M_{\text{эм.у}} = BsnI = Bsn \frac{e}{R_\Sigma} = -\frac{(Bsn)^2}{R_\Sigma} \frac{d\alpha}{dt}.$$

Коэффициент успокоения в соответствии с формулой (3-12)

$$P = -\frac{(Bsn)^2}{R_\Sigma}. \quad (3-17)$$

Для увеличения коэффициента успокоения нужно уменьшать общее сопротивление, что не всегда возможно. Простой выход состоит в том, что катушка наматывается на алюминиевом каркасе, в котором индуцируется ЭДС; тогда формула (3-17) примет следующий вид:

$$P = -B^2 S^2 / R_k,$$

где R_k — электрическое сопротивление каркаса.

Если катушку утяжелять нежелательно, то она выполняется бескаркасной (витки склеиваются), а для получения индуцированной ЭДС намывают дополнительный короткозамкнутый виток.

Имеются конструкции магнитоэлектрических приборов с неподвижной катушкой и подвижным магнитом на одной оси с указателем (рис. 3-6, в).

Достоинства магнитоэлектрических приборов: высокая чувствительность (до $3 \cdot 10^{-11}$ А); высокая точность (до класса 0,05); малое потребление мощности от измеряемой цепи (10^{-5} — 10^{-6} Вт); влияющая величина — только температура

окружающей среды. Недостатки: сравнительная сложность изготовления и ремонта; недопустимость даже кратковременных перегрузок (обычно деформируются или перегорают токоподводящие пружинки, нити растяжек и подвесов).

Магнитоэлектрические приборы применяются в качестве амперметров, вольтметров и гальванометров для измерений в цепях постоянного тока, а в сочетании с преобразователями переменного тока в постоянный — и для измерений в цепях переменного тока.

Амперметры. Обмотка подвижной катушки состоит из витков тонкого провода, поэтому магнитоэлектрический прибор можно применять непосредственно только в качестве микро- или миллиамперметра и милливольтметра.

Для измерения больших постоянных токов параллельно зажимам прибора присоединяется электрический шунт, представляющий собой прямоугольную манганиновую пластину. Для измерения токов выше 50 А применяют наружные шунты. Переносные приборы снабжаются внутренними многопредельными шунтами или наружными магазинами шунтов на несколько номинальных токов. Выбор шунта для данного прибора зависит от заданного расширения пределов измерения $m = I/I_A$ и внутреннего сопротивления прибора (сопротивления его катушки) R_A . Для электрической цепи, представленной на рис. 3-7, *a*, справедливы следующие равенства: $I_A R_A = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}}$; $I = m I_A$; $I_{\text{ш}} = I - I_A$. Отсюда находим сопротивление шунта: $R_{\text{ш}} = R_A I_A / I_{\text{ш}} = R_A I_A / (m I_A - I_A) = R_A / (m - 1)$. Очевидно, что через катушку прибора будет протекать $(1/m)$ -я часть измеряемого тока, а через шунт — в $(m - 1)$ раз больше.

Погрешность шунтированного амперметра возрастает вследствие неточности изготовления шунтов (от 0,005 до 0,5 %) и разных температурных коэффициентов сопротивления катушки и шунта.

Вольтметры. При параллельном подключении магнитоэлектрического прибора к участку электрической цепи можно измерить напряжение. В этом случае уравнение (3-16) следует переписать в виде

$$\alpha = \frac{B_{ns}}{WR_V} U = S_U U, \quad (3-18)$$

где S_U — чувствительность вольтметра по напряжению; R_V — сопротивление проводов катушки.

Как уже было сказано, сопротивление обмотки катушки мало и для измерения больших напряжений последовательно ей включают добавочные резисторы с сопротивлением R_d .

Пусть задано расширение пределов измерения в $m = U/U_V$ раз. Для электрической цепи, представленной на рис. 3-7, б, можно написать: $U_{R_d}/R_d = U_V/R_V$, откуда $R_d = R_V U_{R_d} / U_V = R_V (m - 1)$. Очевидно, что на катушке прибора падение напряжения составит $(1/m)$ -ю часть измеряемого напряжения, а на добавочном резисторе в $(m - 1)$ раз больше. В формуле (3-18) вместо R_V нужно подставлять $R_V + R_d$.

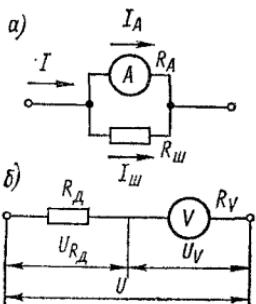


Рис. 3-7. Схема расширения пределов измерения:
а — амперметра; б — вольтметра

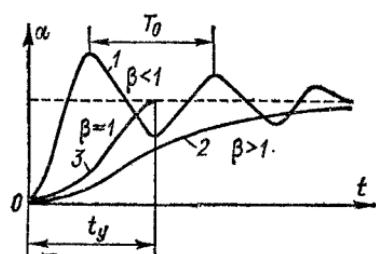


Рис. 3-8. Графики различных режимов движения подвижной части гальванометра

Гальванометры. Особо чувствительные магнитоэлектрические приборы для измерения токов, напряжений и количества электричества называются гальванометрами. Класс точности гальванометрам не присваивается. Гальванометры часто используют в качестве нулевых индикаторов, показывающих отсутствие тока в цепи. Для этого выпускаются гальванометры с двусторонней шкалой, т. е. с нулевой отметкой посередине.

Гальванометры разделяются на переносные и стационарные. Подвижная катушка у переносных гальванометров крепится на растяжках; внутреннее отсчетное устройство снабжено оптическим указателем. Стационарные (зеркальные) гальванометры выполняют с подвесом рамки (катушки) и внешней шкалой, на которую падает луч света, отраженный от зеркальца (см. рис. 3-4, в). Легкая катушка и малый удельный противодействующий момент создают условия для возникновения механических затухающих колебаний подвижной части гальванометра (рис. 3-8, кривая 1). Для убывания прекращения колебаний применяют электромагнитное успокоение. Коэффициент успокоения [см. фор-

мулу (3-17)]:

$$P = -\frac{(Bns)^2}{R_{\Sigma}} = -\frac{(Bns)^2}{R_r + R_n},$$

где R_r — сопротивление проводов рамки гальванометра; R_n — сопротивление наружного резистора (цепи), на который замкнута рамка.

Очевидно, что $P = f(R_r + R_n)$; изменяя наружное сопротивление, можно изменять коэффициент успокоения и интервал времени успокоения. Предположим, что при некотором $P = P_{kp}$ наступает критический режим, при котором в течение минимального интервала времени t_y наступает успокоение. Введем понятие *степени успокоения* β :

$$\beta = \frac{P}{P_{kp}} = \frac{R_r + R_{n,kp}}{R_r + R_n},$$

где $R_{n,kp}$ — некоторое значение наружного сопротивления, при котором возникает критический режим.

В критическом режиме $\beta_{kp} = 1$ и процесс установления характеризуется кривой 3 на рис. 3-8. Если $\beta > 1$, режим апериодический (кривая 2), если $\beta < 1$, — колебательный (кривая 1). В паспортных данных гальванометра приводятся значения R_r , $R_{n,kp}$, собственный период механических колебаний T_0 и длительность успокоения в критическом режиме t_y .

Электромагнитные приборы. Узел для создания врачающего момента (рис. 3-9, a) состоит из плоской или круглой катушки, по которой протекает измеряемый ток, и сердечника, закрепленного на оси указателя.

Принцип действия приборов электромагнитной системы заключается во взаимодействии магнитного поля катушки с подвижным ферромагнитным сердечником. Энергия, запасенная в катушке, $W_{zm} = LI^2/2$. Индуктивность катушки при движении сердечника меняется, следовательно, выражение для врачающего момента [см. формулу (3-8)] будет иметь следующий вид:

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

Из условия равенства врачающего и противодействующего моментов получаем

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{\partial L}{\partial \alpha} I^2. \quad (3-19)$$

Из этого уравнения следует, что отклонение указателя пропорционально квадрату измеряемого тока. Прибор при-

годен для измерения как постоянного, так и переменного тока. Градуировка шкалы на постоянном токе соответствует среднеквадратическим (действующим) значениям переменного тока.

Достоинства электромагнитных приборов — простота конструкции и надежность. Недостатки: малая чувствительность; значительное потребление мощности от измеряемой цепи (до 1 Вт); нелинейность шкалы: в начале сжата, в конце

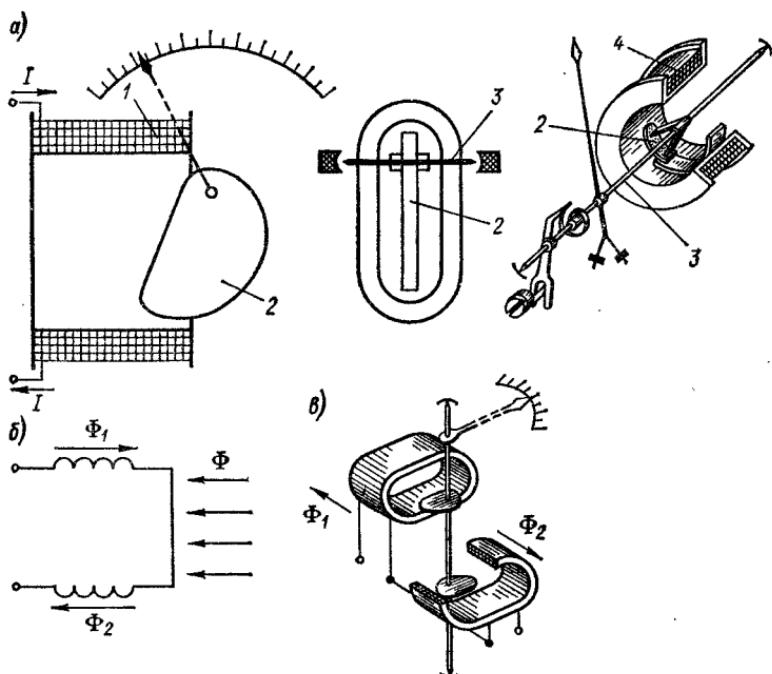


Рис. 3-9. Электромагнитный прибор

1, 4 — плоская и круглая неподвижные катушки; 2 — ферромагнитный подвижный сердечник; 3 — ось

растянута; значительная погрешность; много влияющих величин: температура окружающей среды, внешнее магнитное поле, частота измеряемого переменного тока.

Значительная погрешность объясняется наличием ферромагнитного сердечника, в котором возникают вихревые токи и магнитный гистерезис. Последний приводит к *вариации показаний*, т. е. к разным показаниям при подходе к точке отсчета со стороны меньших или больших значений. Под влиянием изменения температуры изменяются сопротивление обмотки катушки и ее геометрические размеры. Полное

сопротивление катушки переменному току зависит от частоты, поэтому градуировка электромагнитного прибора действительна для определенной частоты или в узком диапазоне частот.

Магнитное поле катушки очень слабое, поэтому внешнее магнитное поле оказывает значительное влияние на показания. Для защиты от магнитного поля используют два пути — экранирование и астазирование. Экранирование магнитомягким железом уменьшает влияние внешнего магнитного поля, но приборы утяжеляются; неизбежные отверстия для подводящих проводов и щели возле шкал ослабляют экранирование. Чаще используют астазирование, основанное на взаимодействии внешнего и внутреннего магнитных полей, приводящем к нулевому суммарному эффекту.

Астатический прибор состоит из двух одинаковых узлов, создающих врачающий момент, катушки которых соединены так, что их магнитные поля противоположны (рис. 3-9 б, в). Внешний магнитный поток Φ складывается с потоком Φ_1 первой катушки и вычитается из потока Φ_2 второй катушки. В результате суммарный врачающий эффект остается неизменным.

Электромагнитные приборы благодаря простоте, дешевизне и надежности широко применяются для измерения токов и напряжений в сильноточных цепях постоянного и переменного тока промышленной частоты (50 и 400 Гц). Большинство электромагнитных амперметров и вольтметров выпускаются в виде щитовых приборов различных размеров класса 1,5 и 2,5. Имеются приборы класса 1,5 и 1,0 для работы на дискретных частотах 50, 200, 800, 1000 и 1500 Гц.

Амперметры. Катушку амперметра изготавливают из медного провода, рассчитанного на номинальное значение тока, например 5 А. Число витков определяют из условия полного отклонения указателя амперметра при номинальном токе.

Щитовые амперметры непосредственного включения выпускают со шкалами от 100 мА до 500 А. Для расширения пределов измерения переменного тока применяют измерительные трансформаторы тока. Они различаются классами точности (от 0,05 до 1,0), значением нормированного номинального сопротивления нагрузки в цепи вторичной обмотки (от 0,2 до 2,0 Ом). Основная рабочая частота 50 Гц, но есть трансформаторы на 400 и 1000 Гц.

Первичная обмотка трансформатора тока содержит малое число витков и включается последовательно в разрыв цепи

(рис. 3-10). Начало и конец ее обозначаются буквами L_1 и L_2 соответственно. Вторичная обмотка с большим числом витков обозначается буквами I_1 и I_2 ; она соединяется с амперметром на 5 А (иногда на 1 А). Значение измеряемого тока (тока в первичной обмотке) определяется по показанию амперметра путем умножения показания на коэффициент трансформации $n = w_2/w_1$, где w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток соответственно: $I = nI_A$.

Трансформаторы тока выпускаются для работы с первичным током от 5 А до 15 кА. При больших значениях тока первичная обмотка представляет собой прямолинейный отрезок шины или стержень, проходящий через окно

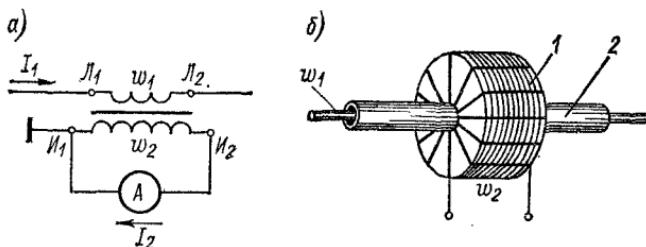


Рис. 3-10. Измерительный трансформатор тока: а — схема включения; б — конструкция проходного трансформатора тока

1 — магнитопровод; 2 — изолятор

магнитопровода (рис. 3-10, б). Сопротивления амперметров малы, поэтому нормальным режимом работы трансформатора тока является режим, близкий к режиму короткого замыкания.

Вольтметры. Катушку вольтметра изготавливают из большого числа витков тонкого медного провода, достаточного для полного отклонения указателя при данном значении тока. Уравнение (3-19) для электромагнитного вольтметра приобретает следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{2WR_V^2} \frac{\partial L}{\partial \alpha} U^2, \quad (3-20)$$

где R_V — сопротивление обмотки катушки.

Щитовые вольтметры непосредственного включения выпускают со шкалами от 7,5 до 250 В и добавочными сопротивлениями — на 450, 600 и 750 В; класс точности 1,5. Для измерения более высоких напряжений, вплоть до 15 кВ, применяют измерительные трансформаторы напряжения.

Они различаются классом точности (0,1 и 0,2) и коэффициентом трансформации. Рабочая частота 50 Гц.

Первичная обмотка трансформатора напряжения (рис. 3-11) обозначается буквами A и X ; она включается параллельно измеряемой цепи. Начало и конец вторичной обмотки обозначены буквами a и x соответственно; к этим зажимам подключается вольтметр. Значение измеряемого напряжения (напряжение в первичной обмотке) определяется показанием вольтметра, умноженным на число, обратное коэффициенту трансформации:

$$U_1 = \frac{1}{n} U_V.$$

Трансформаторы напряжения рассчитываются для работы

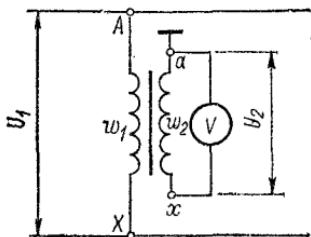


Рис. 3-11. Измерительный трансформатор напряжения

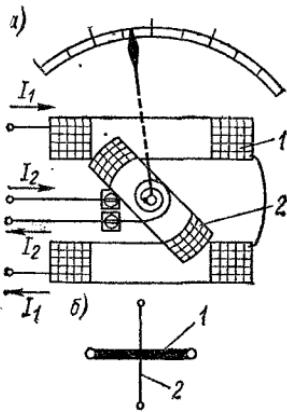


Рис. 3-12. Электродинамический прибор

1 — неподвижная катушка; 2 — подвижная катушка

с первичным напряжением от 380 до 500 000 В, поэтому число витков первичной обмотки велико. Вторичная обмотка нагружена на вольтметр с большим сопротивлением, поэтому нормальным режимом работы трансформатора напряжения является режим, близкий к режиму холостого хода. Трансформаторы, первичная обмотка которых предназначена для работы с напряжением 3 кВ и выше, снабжаются высоковольтными изоляторами, помещаются в кожухи, заполненные трансформаторным маслом. Масса их достигает сотен килограммов. Измерительные трансформаторы на более высокие напряжения разрабатываются и изготавливаются индивидуально и представляют собой сложные электротехнические сооружения.

Электродинамические приборы. Узел для создания врашающего момента состоит из неподвижной катушки, внутри которой помещена подвижная. Принцип действия заклю-

чается во взаимодействии магнитных полей неподвижной и подвижной катушек, по которым протекают измеряемые токи (рис. 3-12).

Неподвижная катушка разделена на две половины, по которым протекает ток I_1 . Подвижная катушка расположена внутри неподвижной, и по ней протекает ток I_2 , который подводится через спиральные противодействующие пружинки или растяжки. Успокоение обычно воздушное. Энергия, запасенная в обеих катушках,

$$W_{\text{вн}} = L_1 I_1^2 / 2 + L_2 I_2^2 / 2 + M_{1,2} I_1 I_2, \quad (3-21)$$

где $M_{1,2}$ — взаимная индуктивность между катушками.

Дифференцируя выражение (3-21), получаем формулу вращающего момента

$$M_{\text{в}} = \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \quad (3-22)$$

и уравнение отклонения указателя [с учетом формулы (3-9)]

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2. \quad (3-23)$$

Если через катушки пропустить переменные синусоидальные токи $i_1 = I_{m1} \sin \omega t$ и $i_2 = I_{m2} \sin (\omega t + \varphi)$, то подвижная часть прибора будет реагировать на среднее значение вращающего момента

$$M_{\text{в.ср}} = I_1 I_2 \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi) dt = \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos \varphi.$$

Здесь I_1 и I_2 — действующие значения тока; φ — фазовый сдвиг между ними.

Таким образом, уравнение (3-23) для переменного тока примет следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos \varphi. \quad (3-24)$$

Из формул (3-23) и (3-24) следует, что показания приборов электродинамической системы пропорциональны произведению токов, протекающих по катушкам; градуировка шкалы на постоянном токе справедлива и для переменных токов.

Достоинства этих приборов следующие: возможность перемножать измеряемые величины, т. е. измерять мощность; малая погрешность, так как в механизме нет железа. Недостатки: малая чувствительность; значительное потреб-

ление мощности; сложность конструкции; недопустимость перегрузки; нелинейность шкалы; влияние температуры, частоты и внешнего магнитного поля. Для уменьшения влияния магнитных полей электродинамические приборы часто изготавливают астатическими.

Промышленность выпускает много щитовых и переносных амперметров, вольтметров и ваттметров электродинамической системы для применения в цепях постоянного и переменного тока с частотой 50, 400, 1000, 2000 и 3000 Гц. Класс точности щитовых приборов 1,5; переносных — 0,2; 0,5 и 1,0.

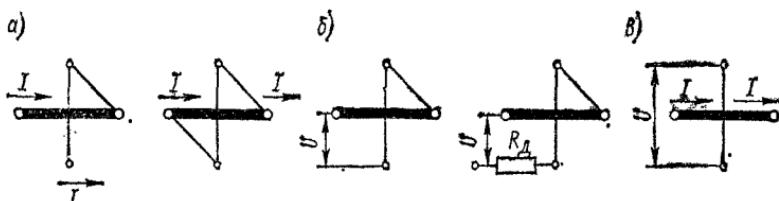


Рис. 3-13. Соединение катушек электродинамического прибора для работы его в качестве: *а* — амперметра; *б* — вольтметра; *в* — ваттметра

Амперметры. Для измерения силы тока обе катушки соединяют параллельно или последовательно (рис. 3-13, *а*). При этом один и тот же ток протекает по обеим катушкам; уравнение (3-23) для амперметра имеет следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I^2 = S_I I^2, \quad (3-25)$$

где S_I — чувствительность по току.

Очевидно, что при параллельном соединении катушек пределы измерения тока будут больше, чем при последовательном.

Щитовые амперметры непосредственного включения выпускают с пределами измерения от 1 до 200 А. Расширение пределов (до 6 кА) осуществляется при помощи измерительных трансформаторов тока. Переносные амперметры имеют шкалы от 5 мА до 10 А.

Вольтметры. Для измерения напряжения обе катушки соединяют последовательно (рис. 3-13, *б*). Уравнение (3-23) для вольтметра примет вид

$$\alpha = \frac{1}{WR_K^2} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} U^2 = S_U U^2, \quad (3-26)$$

где S_U — чувствительность по напряжению; R_K — сопротивление обмоток катушек.

Для расширения пределов измерения постоянного напряжения применяют добавочное сопротивление. Тогда в знаменатель уравнения (3-26) вместо R_k^2 подставляют $R_V^2 = (R_k + R_d)^2$. При измерении переменного напряжения в цепи вольтметра будет действовать полное сопротивление $Z = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}$, где R_k и X_k — активное и реактивное сопротивления катушек. На частотах выше 500 Гц реактивное сопротивление X_k проявляется довольно заметно и потому градировка шкалы нарушается.

Щитовые вольтметры непосредственного включения выпускаются со шкалами до 450 В, переносные — от 7,5 до 600 В. Для расширения пределов измерения вплоть до 30 кВ применяют измерительные трансформаторы напряжения.

Ваттметры. Для измерения мощности одна катушка включается последовательно, а вторая параллельно нагрузке. Уравнение (3-23) для ваттметра приобретает следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{WR_k} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} IU = S_p P \quad (3-27)$$

— для постоянного тока;

$$\alpha = \frac{1}{WR_k} \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} IU \cos \phi = S_p P$$

— для переменного тока; S_p — чувствительность по мощности; P — активная мощность.

Щитовые ваттметры выпускают обычно с пределами измерения от 15 до 3000 Вт, переносные — до 1,5 кВт. Применяя одновременно трансформаторы тока и напряжения, пределы можно расширить до любых нужных значений.

Ферродинамические приборы являются разновидностью электродинамических с тем отличием, что неподвижные катушки заключены в сердечнике из ферромагнитного материала. Такая конструкция обеспечивает значительное увеличение врачающего момента и хорошую защиту от внешних магнитных полей. Однако наличие сердечника приводит к увеличению погрешности прибора.

Электростатические приборы. Принцип действия приборов электростатической системы основан на взаимодействии двух электрически заряженных тел. Конструктивно они выполняются в виде неподвижной и подвижной пластин, к которым прикладывается измеряемое напряжение (рис. 3-14).

Энергия электрического поля $W_s = CU^2/2$. При движении подвижной пластины емкость C между ними изменяется,

поэтому формула вращающего момента будет иметь вид

$$M_b = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \alpha} U^2$$

и отклонение указателя

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{\partial C}{\partial \alpha} U^2. \quad (3-28)$$

Противодействующий момент создается спиральной пружинкой (рис. 3-14, а) или весом подвижной пластины

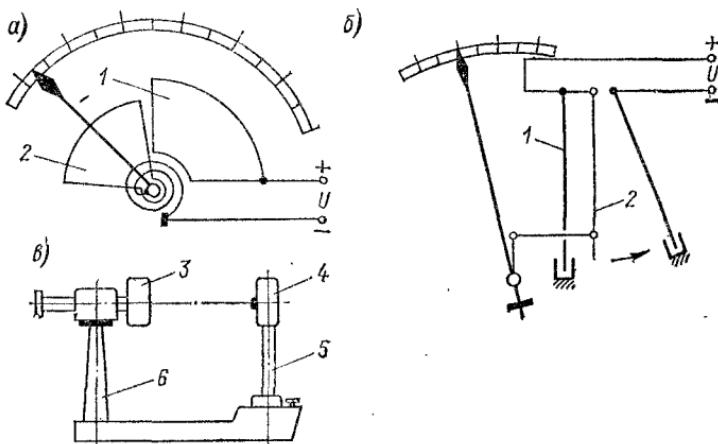


Рис. 3-14. Устройство электростатических приборов: а — с изменяющейся рабочей площадью пластин; б — с изменяющимся расстоянием между пластинами; в — высоковольтного

1 и 2 — неподвижная и подвижная пластины; 3 — высоковольтный электрод; 4 — заземленный электрод; 5 — металлическая труба; 6 — изолятор

(рис. 3-14, б). Из уравнения (3-28) следует, что электростатические приборы являются *вольтметрами* и *киловольтметрами*, пригодными для измерения постоянного и переменного напряжения. Шкала, градуированная на постоянном напряжении, справедлива для действующего значения переменного напряжения любой формы.

Достоинства электростатических приборов: большие пределы измерений (до 1 МВ); при измерении постоянного напряжения мощность от измеряемой цепи не потребляется и входное сопротивление стремится к бесконечности; широкий диапазон частот измеряемых напряжений (до 30 МГц). Недостатки: малая чувствительность; изменение емкости в процессе измерения; малая надежность; нелинейность

шкалы; влияние температуры окружающей среды и внешнего электрического поля.

Для уменьшения влияния внешнего электрического поля применяется экранирование. Электростатический экран представляет собой в простейшем виде слой электропроводящей краски на внутренних стенках корпуса прибора. Экран лучшего качества делают из латунной фольги.

Электростатические приборы выполняют в виде щитовых и переносных вольтметров и киловольтметров для применения в цепях постоянного и переменного тока с частотой от 20 Гц до 30 МГц. Ограничение рабочей частоты обусловлено собственной резонансной частотой входной цепи, определяемой входной емкостью прибора и индуктивностью вводов и

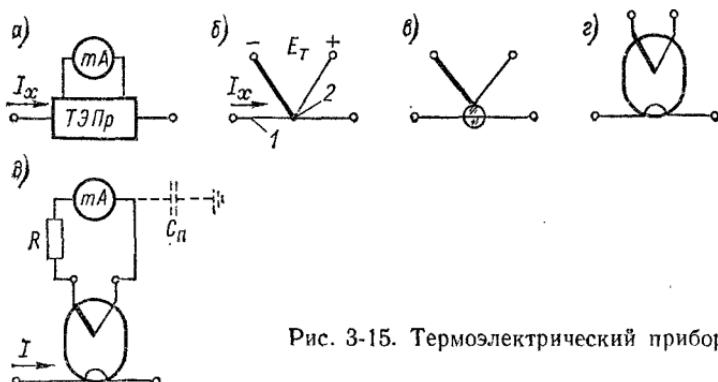


Рис. 3-15. Термоэлектрический прибор

подводящих проводов. Входная емкость для разных приборов составляет от 4 до 30 пФ и резонансная частота — от 50 до 180 МГц. Щитовые приборы выполняют со шкалами от 30 В до 3 кВ класса 1,0 и 1,5 на частоты до 1 МГц. Переносные — со шкалами от 30 В до 3 кВ класса 0,5; 1,0 и 1,5 на частоты до 30 МГц. Выпускаются высоковольтные вольтметры на 25—75, 100 и 300 кВ класса 1,0 и 1,5 на частоты от 50 кГц до 5 МГц. На рис. 3-14, в показана конструкция одного из киловольтметров.

Термоэлектрические приборы. Приборы с термопреобразованием предназначены для работы в цепях переменного тока в диапазоне низких и высоких частот. Термоэлектрический прибор состоит из термоэлектрического преобразователя и магнитоэлектрического милли- или микроамперметра (рис. 3-15, а).

Преобразователь (рис. 3-15, б) представляет собой нагреватель I , по которому протекает измеряемый ток I , и свя-

занную с ним термопару. Во время измерения температура места соединения нагревателя и термопары приобретает значение T_1 , а свободные концы термопары имеют температуру окружающего пространства T_2 . Разность температур вызывает термоЭДС $E_t = a(T_1 - T_2)$, где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от материала термопары и ее конструкции. В установившемся состоянии вследствие тепловой инерции температура нагревателя T_1 постоянна и определяется рассеиваемой на нем мощностью. Следовательно, можно написать такое равенство: $I^2R_n = k(T_1 - T_2)$, где k — коэффициент теплоотдачи. Исключив разность температур из данного выражения и выражения для термоЭДС, получаем

$$E_t = a_t I^2,$$

где $a_t = aR_n/k$ — коэффициент пропорциональности; R_n — сопротивление нагревателя; I — среднеквадратическое значение измеряемого тока.

Таким образом, характеристика термоэлектрического преобразователя квадратичная.

Нагреватель включают последовательно в разрыв измеряемой цепи, а возникающую термоЭДС измеряют микромперметром, работающим как милливольтметр. Шкалу последнего градуируют в среднеквадратических значениях измеряемого тока.

Термоэлектрические преобразователи разделяются на контактные (рис. 3-15, б), бесконтактные (рис. 3-15, в) и вакуумные (рис. 3-15, г). В контактном преобразователе имеется гальваническая связь между нагревателем и термопарой, т. е. между входной и выходной цепями, что не всегда допустимо. В бесконтактном преобразователе нагреватель отделен от термопары стеклянной или керамической бусинкой, так что между ними существует только незначительная емкостная связь. Чувствительность бесконтактного преобразователя ниже, чем контактного. В вакуумном термопреобразователе нагреватель и термопара помещены в стеклянный баллончик с давлением воздуха 10^{-3} — 10^{-4} Па.

Нагреватель представляет собой тонкую проволочку из манганина или никрома. Термопара состоит из разнородных металлов или сплавов, устойчивых при высоких температурах. Распространены пары хромель—копель, рабочая температура 600—800 °C, термоЭДС при 100 °C — 6,95 мВ. В образцовых термопреобразователях применяется пара платина — платинородий, работающая при температуре 1750 °C; термоЭДС при 100 °C — 0,64 мВ.

Максимальное значение измеряемого тока определяется сечением нагревателя и составляет от единиц миллиампер до десятков ампер. При необходимости измерения токов больших значений применяют трансформаторы тока. Максимальная частота измеряемого тока также зависит от сечения нагревателя и его длины и при минимальных размерах достигает сотен мегагерц.

К достоинствам термоэлектрических приборов следует отнести независимость показаний от формы кривой измеряемого тока; к недостаткам — малую чувствительность,неравномерность шкалы, тепловую инерцию и недопустимость перегрузки. Влияющими величинами являются температура окружающей среды и частота измеряемого тока. Для уменьшения дополнительной температурной погрешности последовательно с магнитоэлектрическим миллиамперметром включают резистор из манганиновой проволоки (рис. 3-15, *д*). Дополнительная частотная погрешность зависит от размеров нагревателя, его поверхностного эффекта и паразитной емкости прибора C_n на землю (рис. 3-15, *д*). В приборах с контактным преобразователем эта емкость достигает 10—15 пФ, с бесконтактным — 1 пФ.

Термоэлектрические приборы получили распространение преимущественно в качестве амперметров и миллиамперметров. Термоэлектрические вольтметры применяются редко вследствие малого входного сопротивления и низкой чувствительности.

Выпрямительные приборы. Для измерения тока и напряжения в цепях повышенной частоты широко применяются выпрямительные приборы, состоящие из выпрямительного преобразователя и магнитоэлектрического микро- или миллиамперметра (рис. 3-16, *а*). В качестве выпрямительных элементов используются полупроводниковые (германевые или кремниевые) диоды, выпрямляющее действие которых определяется коэффициентом выпрямления

$$K_v = I_{np}/I_{ob} = R_{ob}/R_{np},$$

где I_{np} и I_{ob} — прямой и обратный токи; R_{np} и R_{ob} — прямое и обратное сопротивление диода.

Коэффициент выпрямления зависит от частоты и значения преобразуемой электрической величины и от температуры окружающей среды. С повышением частоты часть тока ответвляется через внутреннюю емкость диода и коэффициент выпрямления уменьшается. Такое же действие оказывает и повышение температуры окружающей среды. В норме

мальных условиях у германиевых диодов $K_b = (4-5) \cdot 10^9$, у кремниевых $K_b = 10^5 - 10^6$.

Выпрямительные приборы работают по схемам одно- или двухполупериодного выпрямления. В схеме однополупериодного выпрямления (рис. 3-16, б) ток в течение положительного полупериода проходит по измерительной ветви (открытый диод D_1 и витки катушки миллиамперметра), в течение отрицательного полупериода — по защитной ветви (диод D_2 и резистор R). Обе ветви идентичны, т. е. диоды одинаковы и сопротивление резистора R равно сопротивлению катушки миллиамперметра R_A . Через диод D_1 проходит

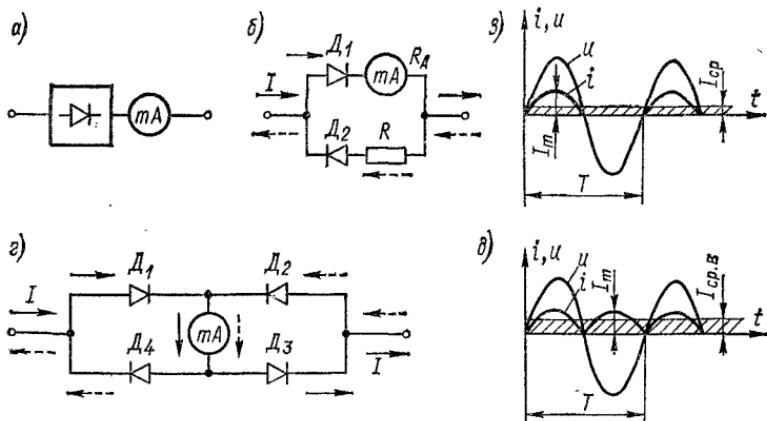


Рис. 3-16. Схемы выпрямительных амперметров и графики токов и напряжений: а, б, в — при однополупериодном выпрямлении; г, д — при двухполупериодном выпрямлении

пульсирующий ток i (рис. 3-16, в), а показание миллиамперметра пропорционально постоянной составляющей тока или среднему значению I_{cp} . Если измеряемый ток синусоидальной формы, то

$$I_{cp} = \frac{I_m}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\pi} = 0,318 I_m$$

и показание $\alpha = S_I I_{cp}$, где $S_I = Bsn/W$ — чувствительность миллиамперметра по току.

В схеме двухполупериодного выпрямления (рис. 3-16, г) измеряемый ток в течение положительного полупериода проходит по цепи D_1 — миллиамперметр — D_3 , а в течение отрицательного — D_2 — миллиамперметр — D_4 . Показание миллиамперметра пропорционально средневыпрямленному

значению переменного тока. Для синусоидального тока (рис. 3-16, д)

$$I_{\text{ср.в}} = \frac{I_m}{T} \int_0^T \sin \omega t dt = \frac{2I_m}{\pi} = 0,636 I_m \quad (3-29)$$

и показание прибора $\alpha = S_I I_{\text{ср.в}}$.

Таким образом, очевидно, что характеристика выпрямительного преобразователя линейна.

Измеряемый ток любой формы вызывает отклонение подвижной части выпрямительного прибора, пропорциональное средневыпрямленному значению. Шкалу выпрямительных приборов всегда градуируют в среднеквадратических значениях тока синусоидальной формы. Следовательно, все оцифрованные деления шкалы умножены на коэффициент формы $K_\Phi = 1,11$: $\alpha = S_I K_\Phi I_{\text{ср.в}} = S_I I$. Отсюда следует, что

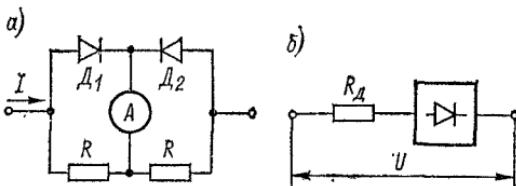


Рис. 3-17. Схемы выпрямительных приборов

при измерении тока или напряжения несинусоидальной формы полученный отсчет α нужно разделить на 1,11 (получим средневыпрямленное значение измеряемого тока) и умножить на коэффициент формы измеряемого тока $K_{\Phi x}$; результат измерения:

$$\alpha_x = \alpha K_{\Phi x} / 1,11. \quad (3-30)$$

Если выпрямительный прибор работает по схеме однополупериодного выпрямления, то вместо 1,11 подставляют 2,22.

Главными источниками погрешностей выпрямительных приборов являются: погрешность градуировки миллиамперметра; емкость диодов; изменение температуры окружающей среды; выход частоты за пределы рабочего диапазона; отклонение формы кривой измеряемого тока от синусоидальной.

Для измерения больших токов применяют приборы со схемой, представленной на рис. 3-17, а. Здесь резисторы R являются шунтами для каждого полупериода тока. В мно-

гопредельных амперметрах набор таких шунтов помещают внутри корпуса прибора и переключают наружным ручным переключателем. Выпрямительный вольтметр состоит из выпрямительного миллиамперметра и добавочного резистора R_d (рис. 3-17, б). Добавочные резисторы располагают внутри корпуса многопредельного вольтметра и переключают их при изменении предела измерения. Внутреннее сопротивление выпрямительного вольтметра на каждом пределе разное, поэтому его выражают в виде числа ом, приходящегося на 1 В, например 6000 Ом/В, 10 000 Ом/В и т. д.

Выпрямительные приборы получили широкое распространение в качестве комбинированных измерителей постоянного и переменного тока и напряжения. Снабженные источником постоянного напряжения (малогабаритный аккумулятор или химический элемент), они могут использоваться для измерения электрического сопротивления.

3-3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Определение и классификация. Электронным вольтметром называется прибор, показания которого вызываются током электронных приборов, т. е. энергией источника питания вольтметра. Измеряемое напряжение управляет током электронных приборов, благодаря чему входное сопротивление электронных вольтметров достигает весьма больших значений и они допускают значительные перегрузки.

Электронные вольтметры делятся на *аналоговые* и *дискретные*. В аналоговых вольтметрах измеряемое напряжение преобразуется в пропорциональное значение постоянного тока, измеряемое магнитоэлектрическим микроамперметром, шкала которого градуируется в единицах напряжения (вольты, милливольты, микровольты). В дискретных вольтметрах измеряемое напряжение подвергается ряду преобразований, в результате которых аналоговая измеряемая величина преобразуется в дискретный сигнал, значение которого отображается на индикаторном устройстве в виде светящихся цифр. Аналоговые и дискретные вольтметры часто называют *стрелочными* и *цифровыми* соответственно.

По роду тока электронные вольтметры делятся на вольтметры постоянного напряжения, переменного напряжения, универсальные и импульсные. Кроме того, имеются вольтметры с частотно-избирательными свойствами — селективные.

При разработке электронных вольтметров учитываются следующие основные технические требования: высокая чув-

ствительность; широкие пределы измеряемого напряжения; широкий диапазон рабочих частот; большое входное сопротивление и малая входная емкость; малая погрешность; известная зависимость показаний от формы кривой измеряемого напряжения. Перечисленные требования нельзя удовлетворить в одном приборе, поэтому выпускаются вольтметры с разными структурными схемами.

Рассмотрим аналоговые электронные вольтметры.

Вольтметр переменного напряжения. Электронный вольтметр переменного напряжения состоит из преобразователя переменного напряжения в постоянное, усилителя и магнитоэлектрического индикатора. Часто на входе вольтметра устанавливается калибранный делитель напряжения, с помощью которого увеличивается верхний предел измеряемого напряжения. В зависимости от вида преобразования показание вольтметра может быть пропорционально амплитудному (пиковому), средневыпрямленному или среднеквадратическому значению измеряемого напряжения. Однако следует иметь в виду, что шкалу любого электронного вольтметра градуируют в среднеквадратических (действующих) значениях напряжения синусоидальной формы. Исключение составляют импульсные вольтметры, шкалу которых градуируют в амплитудных значениях.

Вольтметр амплитудного (пикового) значения (рис. 3-18) состоит из амплитудного преобразователя *АПр*, усилителя постоянного тока *УПТ* и магнитоэлектрического индикатора, градуированного в вольтах. На входе вольтметра иногда предусматривается делитель напряжения *ДН*. Амплитудный преобразователь выполняют по схеме с открытым или закрытым входом.

Амплитудный преобразователь с открытым входом (рис. 3-19, а) представляет собой последовательное соединение вакуумного диода *Д* с параллельно соединенными резистором *R* и конденсатором *C*. Если к зажимам 1—2 приложено напряжение $u = U_m \sin \omega t$ от источника с внутренним сопротивлением *R₁*, то конденсатор через диод заряжается до некоторого значения *U_C*, которое приложено к электродам диода так, что он большую часть периода закрыт, т. е. работает в режиме отсечки (рис. 3-19, б). В течение каждого периода диод открывается на некоторый

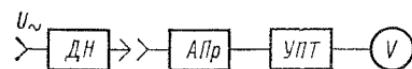


Рис. 3-18. Структурная схема аналогового электронного вольтметра с амплитудным преобразователем

промежуток времени $t_1 - t_2$, когда $u > U_C$, и конденсатор подзаряжается импульсом тока i_D до напряжения $U_{C_{\max}}$; постоянная времени заряда $\tau_s = (R_i + R_D) C$, где R_D — сопротивление открытого диода. Затем диод закрывается и конденсатор разряжается через резистор R в течение интервала $t_2 - t'_1$; постоянная времени разряда $\tau_p = RC$.

Постоянные времени должны отвечать следующим условиям: $\tau_s < 1/f_b$ и $\tau_p > 1/f_n$, где f_b и f_n — границы частотного диапазона вольтметра. Очевидно, что $\tau_s \ll \tau_p$ и $R \gg R_D + R_i$. В широкодиапазонных вольтметрах неравенство $\tau_s < 1/f_b$ выполнить не удается, и потому на высоких частотах процесс установления длится в течение нескольких периодов измеряемого напряжения.

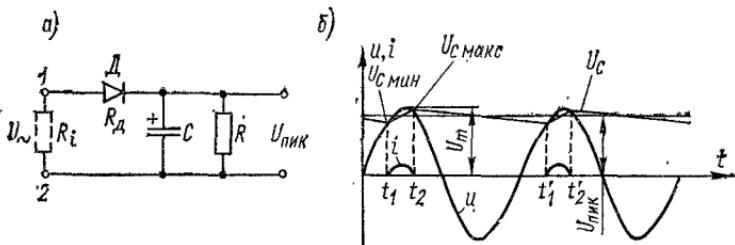


Рис. 3-19. Амплитудный преобразователь с открытым входом

Результатом амплитудного преобразования является среднее значение слабопульсирующего напряжения U_C , которое в отличие от U_m называют пиковым значением $U_{\text{пик}}$:

$$U_{\text{пик}} = U_m \cos \theta, \quad (3-31)$$

где θ — угол отсечки тока диода.

Как известно из работы [4],

$$\theta = \sqrt[3]{3\pi (R_i + R_D)/R_n}, \quad (3-32)$$

где

$$R_n = RR_{\text{вх.y}}/(R + R_{\text{вх.y}}) \quad (3-33)$$

— сопротивление нагрузки преобразователя с учетом входного сопротивления усилителя постоянного тока $R_{\text{вх.y}}$.

Для оценки U_m и $U_{\text{пик}}$ по формуле (3-31) подставим в (3-32) и (3-33) практические значения сопротивлений: $R = 80 \text{ МОм}$, $R_{\text{вх.y}} = 10 \text{ МОм}$, $R_D = 1 \text{ кОм}$; сопротивлением R_i пренебрегаем; находим $\theta \approx 0,1$ рад и $\cos \theta = 0,99$. Таким образом, $U_{\text{пик}} = 0,99 U_m$.

Напряжение $U_{\text{пик}}$ поступает на вход усилителя постоянного тока, входное сопротивление которого большое, а вы-

ходное — малое. УПТ служит для согласования выходного сопротивления преобразователя с сопротивлением индикатора и для повышения чувствительности вольтметра.

Амплитудный преобразователь с закрытым входом (рис. 3-20) представляет собой последовательное соединение конденсатора постоянной емкости C с параллельно соединенными диодом D и резистором R . Процесс преобразования переменного напряжения в постоянное $U_{\text{пик}}$ аналогичен рассмотренному выше, с тем отличием, что на зажимах 3—4 имеются значительные пульсации напряжения, для сглаживания которых предусмотрен фильтр $R_{\Phi} C_{\Phi}$.

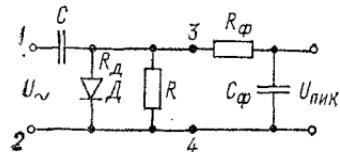


Рис. 3-20. Принципиальная схема амплитудного преобразователя с закрытым входом

Процессы преобразования пульсирующего напряжения преобразователем с открытым и закрытым входом различны и зависят от полярности подключения к входным зажимам 1—2 постоянной составляющей пульсирующего напряжения. Если на вход амплитудного преобразователя с открытым входом включено пульсирующее напряжение так,

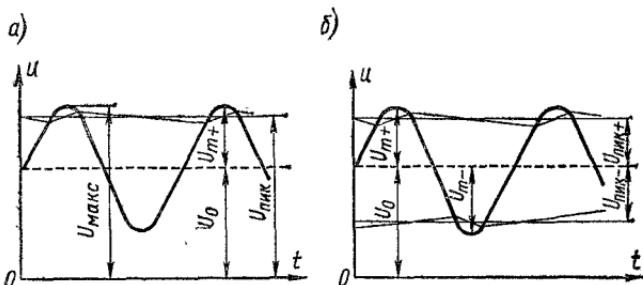


Рис. 3-21. Диаграммы напряжений в амплитудных преобразователях: *а* — с открытым входом; *б* — с закрытым входом

что «+» постоянной составляющей приложен к аноду диода, то выходное напряжение $U_{\text{пик}} \approx U_{\text{макс}} = U_0 + U_{m+}$, где U_0 — постоянная составляющая, а U_{m+} — амплитуда положительного полупериода переменной составляющей (рис. 3-21, *а*). Если к аноду диода приложен «—» постоянной составляющей, то диод закрыт все время и преобразования нет. Если к аноду амплитудного преобразователя с закрытым входом приложено пульсирующее напряжение, то конденсатор C заряжен постоянной составляющей U_0 и преоб-

разователь реагирует только на переменную составляющую: если к аноду диода приложен «+», то выходное напряжение $U_{\text{пик}} \approx U_{m+}$, а если «—», то $U_{\text{пик}} \approx U_{m-}$ (рис. 3-21, б). Это полезное свойство вольтметров с закрытым входом измерять отдельно значения напряжения положительного или отрицательного полупериодов широко используется для определения симметричности амплитудной модуляции, наличия ограничения сигналов и т. д.

Частотные свойства амплитудного преобразователя определяются его эквивалентной схемой (рис. 3-22, а). Здесь L_1, L_2 и R_1, R_2 — индуктивности и сопротивления проводов, соединяющих внешние зажимы 1—2 с внутренними точками

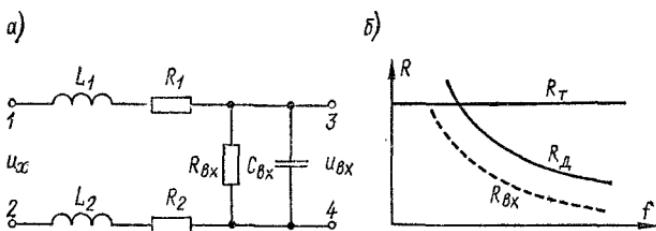


Рис. 3-22. Входная цепь амплитудного преобразователя

схемы 3—4; $C_{\text{вх}}$ — сумма всех паразитных емкостей, имеющихся на входе: между зажимами 1—2, 3—4, соединительными проводами 1—3, 2—4, а также междуэлектродная емкость диода C_{a-k} ; $R_{\text{вх}}$ — активное входное сопротивление вольтметра, нагружающее источник измеряемого напряжения. Сопротивление $R_{\text{вх}}$ определяется в основном двумя составляющими: тепловыми (R_t) потерями в диоде D и резисторе R (см. рис. 3-19, а и 3-20), а также потерями в диэлектрике R_d входной емкости $C_{\text{вх}}$. Обе составляющие действуют параллельно, и потому $R_{\text{вх}} = R_t R_d / (R_t + R_d)$. В преобразователе с открытым входом $R_t < (1/2) R_h$, с закрытым входом — $R_t < (1/3) R_h$. Известно, что потери в диэлектрике возрастают с частотой, поэтому сопротивление, эквивалентное потерям, уменьшается: $R_d = 1/(\omega C_{\text{вх}} \delta)$, где δ — угол потерь. Отсюда следует, что по мере возрастания частоты измеряемых напряжений входное сопротивление уменьшается (рис. 3-22, б). Практически на низких частотах $R_{\text{вх}}$ составляет единицы мегаом, а на высоких — десятки и даже единицы килоом.

Эквивалентная схема (рис. 3-22, а) представляет собой последовательный колебательный контур, собственная ре-

резонансная частота которого $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_{bx}C_{bx}})$, где $L_{bx} = L_1 + L_2$. При разработке амплитудных преобразователей стремится к получению возможно меньших значений L_{bx} и C_{bx} , чтобы f_0 была возможно выше. Для этого амплитудный преобразователь выполняют в виде отдельной коаксиальной конструкции, называемой *пробником* (рис. 3-23). В нем смонтированы вакуумный диод типа нувистор (6Д24Н) и миниатюрные детали преобразователя. Пробник соединен с усилителем постоянного тока и источником накала диода экранированным четырехпроводным кабелем. Входная емкость пробника не превышает 1,5 пФ, а собственная резонансная частота составляет 2—2,5 ГГц.

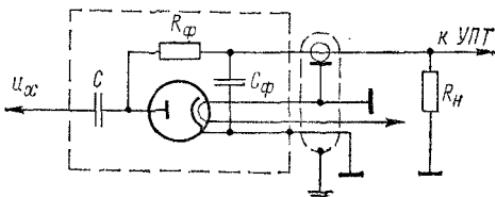


Рис. 3-23. Схема пробника пикового вольтметра

Относительная дополнительная частотная погрешность в процентах определяется следующей формулой:

$$\delta = \frac{1}{(f_0/f_{раб})^2 - 1} \cdot 100. \quad (3-34)$$

Выходное напряжение преобразователя делится на $\sqrt{2}$ с помощью резисторов R_ϕ и R_H , в результате чего на вход УПТ поступает 0,707 $U_{пик}$ и магнитоэлектрический индикатор градуируется в действующих значениях измеряемого напряжения. Градуировка всегда производится при синусоидальной форме напряжения, поэтому при измерении напряжения другой формы необходимо показание вольтметра α умножить на 1,41 (получится пиковое значение измеряемого напряжения) и разделить на коэффициент амплитуды измеряемого напряжения K_{ax} (получится действующее значение: $U_x = \alpha \cdot 1,41 / K_{ax}$). Усилитель постоянного тока с магнитоэлектрическим индикатором является электронным вольтметром постоянного напряжения, поэтому амплитудные вольтметры часто делают *универсальными* (рис. 3-24). При положении «~» переключателя P измеряется переменное напряжение, при «—» — постоянное. Шкала для постоянного напряжения градуируется отдельно.

Амплитудные (пиковые) вольтметры характеризуются невысокой чувствительностью (порог чувствительности $\approx 0,1$ В) и широкой полосой частот (до 1 ГГц).

Вольтметр средневыпрямленного значения (рис. 3-25) состоит из входного делителя напряжения *ДН*, широкополосного транзисторного усилителя *ШУ*, выпрямительного преобразователя *Пр* и магнитоэлектрического индикатора.

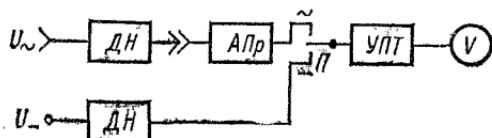


Рис. 3-24. Структурная схема универсального вольтметра

Входное сопротивление делителя напряжения высокое, и если усилитель имеет низкое входное сопротивление, то между ними ставится узел согласования — преобразователь сопротивлений (с высоким входным и низким выходным сопротивлениями). Выходное напряжение усилителя поступает на выпрямительный преобразователь (см. рис. 3-16, *г*), и через микроамперметр протекает постоянная составляющая выпрямленного тока, пропорциональная средневыпрямленному значению измеряемого напряжения [см. формулу (3-29)].

Шкалу индикатора градируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, и при измерении напряжения несинусоидальной формы следует пользоваться формулой (3-30).

Вольтметры, построенные по такой структурной схеме, характеризуются высокой чувствительностью (микро- и милливольты) и сравнительно узкой полосой частот измеряемых напряжений (1; 5; 10 МГц). Обе эти характеристики определяются усилителем переменного напряжения.

Вольтметр среднеквадратического (действующего) значения строится по структурной схеме рис. 3-25. Применяются преобразователи с квадратичной характеристикой, обеспечивающей измерение среднеквадратического значения напряжения любой формы. К таким преобразователям относятся, в первую очередь, термоэлектрические и оптронные.

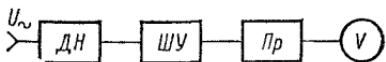


Рис. 3-25. Структурная схема вольтметра высокой чувствительности

На базе термоэлектрических преобразователей (см. рис. 3-15, г) создан преобразователь среднеквадратического значения [6], работающий на двух идентичных элементах TPr_1 и TPr_2 (рис. 3-26) и дифференциальном усилителе ΔU (микросхеме). Нагреватель первого термопреобразователя подключен к выходу широкополосного усилителя, т. е. в цепь измеряемого напряжения U_x , а нагреватель второго — к выходу дифференциального усилителя ΔU , т. е. в цепь отрицательной обратной связи. ТермоЭДС первого преобразователя $E_{t1} = a_t U_x^2$, а второго — $E_{t2} = a_t U_{\text{вых}}^2$, где U_x и $U_{\text{вых}}$ — среднеквадратические значения измеряемого и выходного напряжений соответственно.

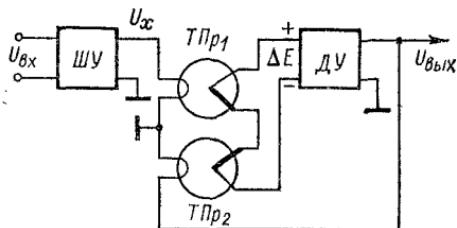


Рис. 3-26. Схема термоэлектрического преобразователя среднеквадратического значения напряжения

Термопары включены встречно, поэтому выходное напряжение усилителя, коэффициент усиления которого равен K , можно записать так: $U_{\text{вых}} = (E_{t1} - E_{t2}) K$. Подставляя выражения для E_{t1} и E_{t2} , получим $U_{\text{вых}} = a_t K (U_x^2 - U_{\text{вых}}^2)$ или $a_t K U_x^2 = a_t K U_{\text{вых}}^2 + U_{\text{вых}}$. Применяют дифференциальный усилитель с большим K , поэтому последним слагаемым можно пренебречь и получить приближенное равенство $U_{\text{вых}} = U_x$. Таким образом, выходное напряжение среднеквадратического преобразователя связано линейной зависимостью со среднеквадратическим значением измеряемого напряжения.

Основная погрешность преобразования обусловлена неидентичностью параметров термопреобразователей, увеличивающейся с их старением, и составляет 2,5—6 %.

Оптронный преобразователь среднеквадратического значения напряжения в постоянный ток (рис. 3-27) состоит из эмиттерного повторителя, на вход которого поступает измеряемое переменное напряжение, преобразователя напряжения в сопротивление, работающего на лампочке на-

каливания L и фоторезисторе $R_{\text{фп}}$. Последовательно с фоторезистором включен магнитоэлектрический микроамперметр, и эта цепь питается источником стабилизированного постоянного напряжения E ; микроамперметр шунтируется резисторами R_1 и R_2 .

Принцип действия оптронного преобразователя следующий: при отсутствии напряжения на входе эмиттерного повторителя фоторезистор не освещен, его темновое сопротивление составляет более 1 МОм и ток через микроамперметр практически равен нулю. С увеличением входного

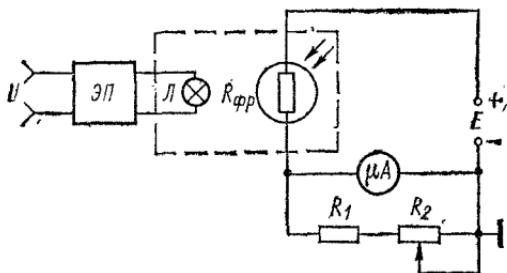


Рис. 3-27. Упрощенная схема оптронного преобразователя среднеквадратического значения напряжения

напряжения световой поток лампочки возрастает, а сопротивление фоторезистора уменьшается. Это вызывает увеличение постоянного тока через микроамперметр, пропорциональное среднеквадратическому значению входного напряжения. Частотный диапазон оптронного преобразователя — от 20 Гц до нескольких сотен килогерц. Применяя отрицательную обратную связь и коррекцию, диапазон можно расширить до 1 МГц. Основная погрешность преобразования составляет 2,5—4 %.

Вольтметры постоянного напряжения. Рассмотренный выше (рис. 3-24) универсальный вольтметр позволяет измерять постоянное напряжение от десятых долей вольта и выше. Для измерения меньших значений (от 0,5 мкВ) применяют высокочувствительные электронные вольтметры с преобразованием постоянного напряжения в переменное, которое после значительного усиления вновь преобразуется в постоянное и измеряется магнитоэлектрическим микроамперметром.

Упрощенная структурная схема электронного микровольтметра приведена на рис. 3-28. Измеряемое напряжение через фильтр Φ_1 , подавляющий помехи промышленной

частоты, поступает на модулятор M , в котором постоянное напряжение преобразуется в переменное с частотой 42 Гц, задаваемой генератором ГНЧ. В качестве модулятора используют вибропреобразователь или схему на полевых транзисторах, обеспечивающую высокое входное сопротивление. Переменное напряжение усиливается усилителем Y_1 , работающим на нувисторе, и Y_2 (на транзисторах).

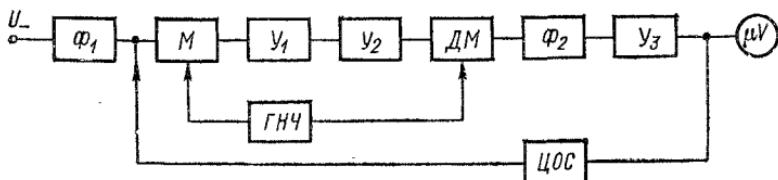


Рис. 3-28. Упрощенная структурная схема микровольтметра постоянного тока

Общее усиление достигает 333 333. Усиленное напряжение демодулируется синхронным детектором DM , управляемым тем же генератором ГНЧ. Демодулированное постоянное напряжение после интегрирования фильтром Φ_2 и усиления усилителем постоянного тока Y_3 измеряется магнитоэлектрическим индикатором, градуированным в микро- или милливольтах.

Вольтметр охвачен глубокой отрицательной обратной связью, в цепи (ЦОС) которой предусмотрен переключатель пределов измерения от долей микровольта до 1 В. Входное сопротивление вольтметров с преобразованием достигает сотен мегаом; относительная погрешность измерения 1—6 %.

Рис. 3-29. Обобщенная структурная схема цифрового вольтметра

Перейдем к рассмотрению дискретных электронных вольтметров.

Цифровые электронные вольтметры. Принцип работы вольтметров дискретного действия состоит в преобразовании измеряемого постоянного или медленно меняющегося напряжения в электрический код, который отображается на табло в цифровой форме. В соответствии с этим обобщенная структурная схема цифрового вольтметра (рис. 3-29) состоит из входного устройства $VхУ$, аналого-цифрового преобразователя $АЦП$ и цифрового индикатора $ЦИ$.

Входное устройство предназначено для изменения масштаба измеряемого напряжения, фильтрации помех и, при

измерении переменного напряжения, — для его преобразования в постоянное. В соответствии с назначением во входном устройстве имеется аттенюатор (делитель напряжения), усилитель, фильтр низких частот и переключатель полярности. В вольтметрах переменного напряжения предусматривается преобразователь, обычно средневыпрямленного значения. В более совершенных моделях здесь же осуществляется автоматический выбор полярности и пределов измерений [13].

Схемные решения цифровых вольтметров определяются видом аналого-цифрового преобразователя. Получили распространение вольтметры с времея-импульсным и частотным преобразованием, с двойным интегрированием, поразрядным уравновешиванием.

Цифровые вольтметры с времея-импульсным преобразованием. Принцип работы заключается в преобразовании измеряемого напряжения U_x в пропорциональный интервал времени ΔT , измеряемый числом N заполняющих его импульсов со стабильной частотой следования.

Вольтметр (рис. 3-30, а) работает циклами, длительность которых T устанавливается с помощью управляющего устройства $УУ$ и обычно равна или кратна периоду питающей сети. Для единичного измерения U_x предусмотрен ручной запуск. В начале цикла импульс управляющего устройства (рис. 3-30, б) запускает генератор линейно-падающего образцового напряжения $ГЛН$ и сбрасывает показания предыдущего цикла, заполнившие электронный счетчик $ЭСЧ$. Входное напряжение U_x и образцовое напряжение $U_{обр}$ поступают на входы сравнивающего устройства $СУ_1$, и в момент их равенства t_1 на выходе последнего возникает импульс, открывающий временной селектор BC ; через него на электронный счетчик начинают проходить импульсы от генератора счетных импульсов $ГСЧИ$, с частотой $f_{сч}$, или периодом $T_{сч}$.

В момент времени t_2 , когда образцовое напряжение достигнет нуля, второе сравнивающее устройство $СУ_2$ вырабатывает импульс, закрывающий временной селектор; прохождение счетных импульсов прекращается, и на табло цифрового индикатора $ЦИ$ появляются показания, пропорциональные числу счетных импульсов, прошедших через BC за интервал времени $\Delta T = t_2 - t_1$.

Из диаграммы напряжений (рис. 3-30, б) следует, что $U_x = \Delta T \operatorname{tg} \beta$; $\Delta T = NT_{сч} = N/f_{сч}$. Множитель $\operatorname{tg} \beta$ численно равен скорости v изменения образцового напряжения, В/с. Подставляя ΔT и v , получаем $U_x = vN/f_{сч} =$

$\Leftarrow kN$, где $k = v/f_{\text{св}} = \text{const}$. Коэффициент k устанавливается равным 10^{-m} , где $m = 0, 1, 2, \dots$. Показатель степени m изменяется при переключении пределов измерения, что отражается в положении запятой в цифровом отсчете.

Погрешность измерения возникает вследствие нелинейности изменения линейно-падающего напряжения, нестабильности порога срабатывания сравнивающих устройств

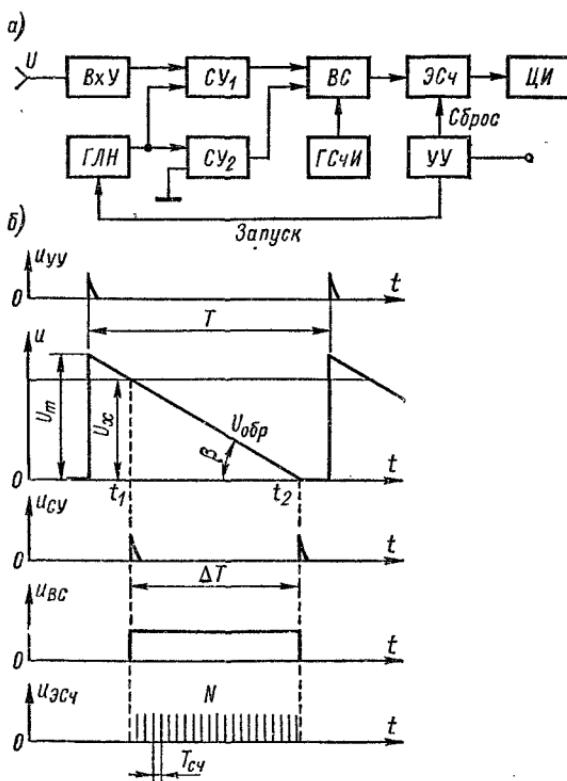


Рис. 3-30. Цифровой вольтметр с время-импульсным преобразованием

и возможности потери счетного импульса, т. е. погрешности дискретности. Основная погрешность составляет обычно 0,1 %. Помехоустойчивость вольтметров с время-импульсным преобразованием низкая, так как любая помеха вызывает изменение момента срабатывания сравнивающего устройства. Главным достоинством этих вольтметров является их сравнительная простота.

Цифровой вольтметр с частотным преобразованием. Принцип действия заключается в преобразовании измеряемого напряжения в пропорциональную ему частоту следования импульсов, измеряемую цифровым частотометром. Одна из простейших схем такого вольтметра (рис. 3-31, а) работает

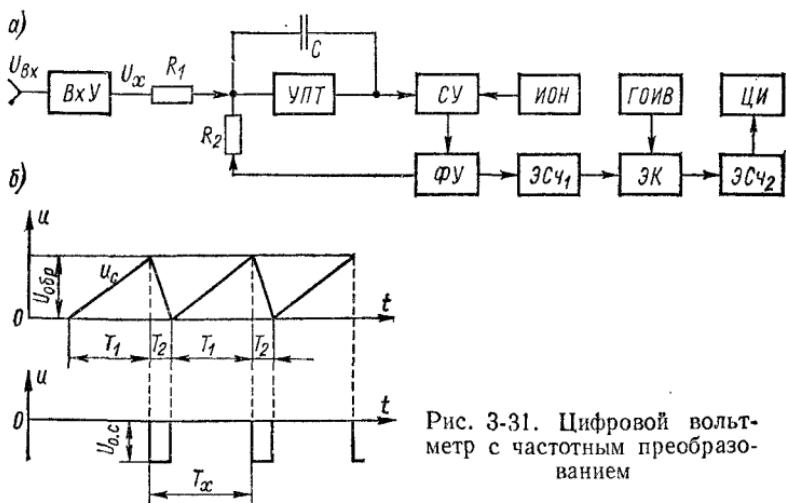


Рис. 3-31. Цифровой вольтметр с частотным преобразованием

следующим образом. Измеряемое напряжение U_x поступает на вход интегратора, и конденсатор C заряжается по закону

$$U_C = \frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_x dt.$$

Через интервал времени T_1 (рис. 3-31, б) напряжение на конденсаторе достигнет значения образцового напряжения, получаемого от источника ИОН:

$$U_C = \frac{U_x T_1}{R_1 C} = U_{\text{обр}}. \quad (3-35)$$

В этот момент сравнивающее устройство SU включает формирующее устройство ΦU , вырабатывающее отрицательный импульс обратной связи с постоянной площадью, равной произведению $U_{\text{обр}} T_2$. Этот импульс поступает через резистор R_2 на вход интегратора и разряжает конденсатор C до нуля. Время разряда равно T_2 . Далее процесс повторяется с периодом $T_x = T_1 + T_2$, или частотой $f_x = 1/T_x$. Процесс разряда конденсатора можно записать так:

$$\int_0^{T_2} \left(\frac{U_{\text{обр}}}{R_2 C} - \frac{U_x}{R_1 C} \right) dt = U_C. \quad (3-36)$$

Приравняв результат интегрирования (3-36) напряжению из формулы (3-35), получаем

$$\frac{U_{o.c}T_2}{R_2} - \frac{U_x T_2}{R_1} = \frac{U_x T_1}{R_1};$$

измеряемое напряжение

$$U_x = \frac{R_1}{R_2} \frac{T_2 U_{o.c}}{T_1 + T_2} = k f_x, \quad (3-37)$$

где коэффициент $k = R_1 T_2 U_{o.c} / R_2$ — постоянная величина для данного вольтметра; частота f_x измеряется электронным счетчиком ЭСЧ1.

Погрешность преобразования напряжения в частоту определяется точностью номиналов и стабильностью сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , нестабильностью образцового напряжения и порога срабатывания сравнивающего устройства, а также возможным дрейфом нуля интегратора и нестабильностью площади импульсов обратной связи. Общая погрешность составляет в современных вольтметрах 0,1 %.

Для увеличения помехоустойчивости импульсы частоты f_x пропускаются через электронный ключ ЭК в течение известного интервала времени $\Delta T_{обр}$, задаваемого генератором образцового интервала времени ГОИВ. С помощью второго электронного счетчика ЭСЧ2 число прошедших импульсов $N = f_x \Delta T_{обр}$ фиксируется и отображается на цифровом индикаторе в единицах напряжения U_x . Интервал $\Delta T_{обр}$ выбирается равным периоду помехи T_n , которая, усредняясь, ослабляется. Главным источником помехи является питающая сеть, поэтому $\Delta T_{обр} = 20$ мс.

Цифровой вольтметр с двойным интегрированием. Принцип его работы подобен принципу время-импульсного преобразования, с тем отличием, что здесь образуются два временных интервала в течение цикла измерения, длительность которого устанавливается кратной периоду помехи. Таким образом определяется среднее значение измеряемого напряжения, а помеха подавляется. Эти вольтметры являются более точными и помехоустойчивыми по сравнению с рассмотренными выше, однако время измерения у них больше.

Вольтметр с двойным интегрированием (рис. 3-32, а) работает так. Управляющее устройство УУ задает цикл измерений T_u и вырабатывает импульс первого такта длительностью T_1 (рис. 3-32, б). В течение интервала T_1 ключ Кл находится в положении 1 и измеряемое напряжение U_x сообщает конденсатору интегратора С количество элекtri-

чества $q_3 = U_x T_1 / R_1$. В момент окончания импульса T_1 его срез дифференцируется цепочкой $ДЦ$ и короткий отрицательный импульс переводит триггер T_2 в состояние «1», открывающее временной селектор BC . Одновременно ключ перебрасывается в положение 2 и к интегратору поступает

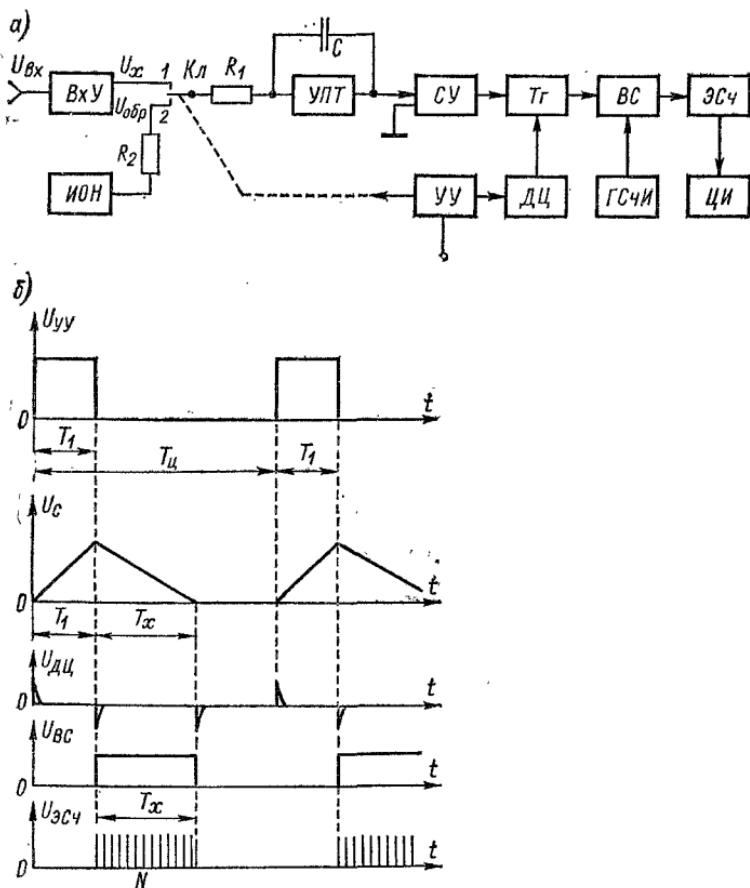


Рис. 3-32. Цифровой вольтметр с двойным интегрированием

образцовое напряжение $U_{\text{обр}}$ обратной полярности. Конденсатор разряжается до исходного состояния в течение интервала времени T_x : $q_p = U_{\text{обр}} T_x / R_2$.

В момент окончания разряда конденсатора сравнивающее устройство $СУ$ переводит триггер T_2 в состояние «0» и временной селектор закрывается. Следовательно, счетные импульсы, вырабатываемые генератором $ГСЧИ$, проходят через BC на электронный счетчик $ЭСЧ$ и цифровой инди-

катор ЦИ в течение интервала времени второго такта T_x . Количество электричества при заряде и разряде одинаково; из равенства выражений для q_z и q_p получаем

$$U_x = \frac{R_1 T_x}{R_2 T_1} U_{\text{обр}} = k T_x = \frac{k}{f_{\text{сн}}} N = k_1 N,$$

где $N = T_x / T_{\text{сн}} = T_x f_{\text{сн}}$, а $k_1 = k / f_{\text{сн}}$.

Погрешность вольтметров с двойным интегрированием составляет 0,05 % и меньше. Помехозащищенность при равенстве $T_1 = n T_{\text{п}}$ достигает 60 дБ и более ($n = 1, 2, 3, \dots$).

Цифровой вольтметр с поразрядным уравновешиванием. Эти вольтметры являются наиболее быстродействующими и достаточно точными. Принцип их работы заключается в сравнении измеряемого напряжения с суммой дискретных значений образцовых напряжений, вырабатываемых цифроаналоговым преобразователем, с определенными ве-сами, например 1-2-4-8 или 1-2-4-4.

В цифровом вольтметре с развертывающим уравновешиванием (рис. 3-33, а) значения образцовых напряжений изменяются в течение цикла измерения по жесткой программе и текущая их сумма сравнивается с измеряемым напряжением до получения равенства или достижения максимального значения. Затем прибор возвращается в начальное состояние и начинается следующий цикл.

Работа вольтметра протекает следующим образом. Управляющее устройство $УУ$ вырабатывает импульсы, устанавливающие длительность цикла T , в течение которого тактовые импульсы действуют на цифроаналоговый преобразователь ЦАП. Последний представляет собой прецизионный делитель напряжения с быстродействующими электронными переключателями. При поступлении очередного тактового импульса ЦАП последовательно выдает образцовые напряжения в коде 8-4-2-1 (например, 8, 4, 2, 1 В), проходящие на один из входов сравнивающего устройства $СУ$; на второй вход подается измеряемое напряжение U_x .

ЦАП состоит из нескольких декад (рис. 3-33, б), в каждой из которых содержится четыре резистора с «весами» 8-4-2-1. Значение сопротивления каждого резистора декады отличается от значений сопротивлений соответствующих резисторов соседних декад в 10 раз.

Перед началом измерения все электронные ключи ЭК находятся в положении «0», т. е. все резисторы заземлены и образцовое напряжение на сравнивающее устройство не поступает. Под воздействием первого импульса управляющего устройства электронный ключ $\mathcal{ЭК}_4$ присоединяет ре-

зистор R к источнику образцового напряжения $ИОН$ и на сравнивающее устройство поступает первое значение $U_{обр1} = U_0 R_{\Sigma 1} / (R + R_{\Sigma 1})$, где $R_{\Sigma 1}$ — сопротивление группы параллельных резисторов $2R$, $4R$ и $8R$.

Если $U_{обр1} > U_x$, сравнивающее устройство вырабатывает сигнал «много», который поступает на управляющее устройство, и в дешифраторе $ДШ$ записывается «0» первого

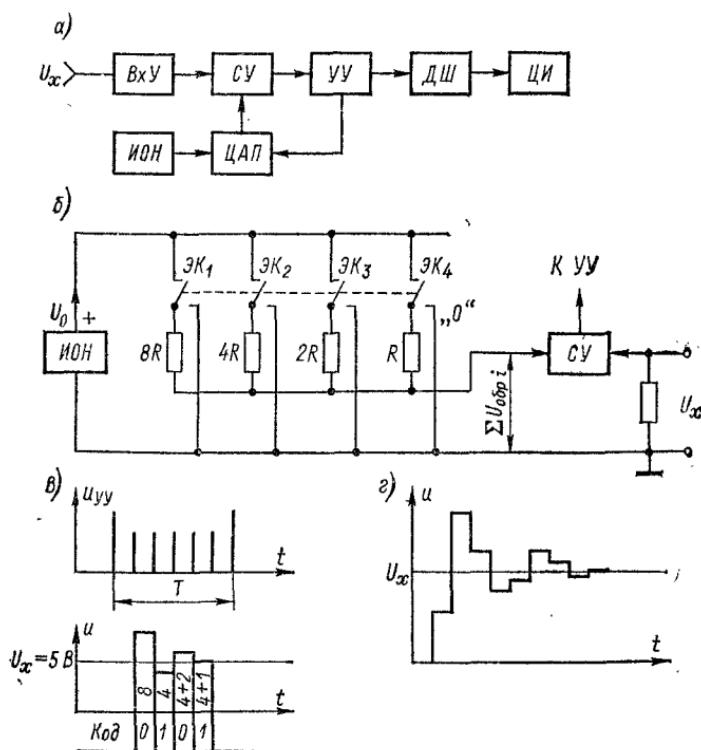


Рис. 3-33. Цифровой вольтметр с развертывающим уравновешиванием

разряда (рис. 3-33, в), а напряжение $U_{обр1}$ снимается. Под воздействием второго тактового импульса включается резистор с «весом» 2 и на $СУ$ поступает напряжение $U_{обр2} = U_0 R_{\Sigma 2} / (2R + R_{\Sigma 2})$, где $R_{\Sigma 2}$ — общее сопротивление параллельно соединенных резисторов с сопротивлениями R , $4R$ и $8R$.

Если $U_{обр2} < U_x$, то сравнивающее устройство вырабатывает сигнал «мало» и в $ДШ$ записывается «1» второго разряда. Аналогичное сравнение дискретных значений образцовых

напряжений и сумм напряжений тех разрядов, которые ока-
зались записанными в *ДШ*, происходит до конца цикла или
до получения равенства $U_x = \sum U_{\text{обр}}$, где сумма дискрет-
ных значений образцовых напряжений, записанная в виде
кода в *ДШ*, имеет вид

$$\sum U_{\text{обр}} = U_0 \sum a_i \frac{R_{\Sigma i}}{R_i + R_{\Sigma i}},$$

где a_i — коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от того, записан или нет i -й разряд в дешифратор. На рис. 3-33, *в* приведен пример измерения $U_x = 5$ В; этому значению соответствует кодовая запись 0101 (4 + 1), которая преобразуется в цифровом индикаторе *ДИ* в показание (вольт).

Погрешность цифровых вольтметров с поразрядным уравновешиванием в основном зависит от погрешности сравнивающего устройства, т. е. от его чувствительности и стабильности порога срабатывания, а также от нестабильности источника образцового напряжения *ИОН*.

Вольтметр следящего уравновешивания работает не циклами, а непрерывно реагируя на изменение измеряемого напряжения: сумма образцовых напряжений принимает большее или меньшее значение в зависимости от значения измеряемого напряжения. Когда достигается равенство $\sum U_{\text{обр}} = U_x$ (рис. 3-33, *г*), код преобразуется в показание, а состояние прибора остается неизменным до тех пор, пока не изменится значение U_x . Преимущество вольтметров следящего уравновешивания заключается в уменьшении статической и динамической погрешности и в повышении быстродействия.

Импульсные вольтметры. При измерении напряжения импульсной формы требуется определить высоту импульсов, т. е. значение $U_{\text{макс}}$ (рис. 3-34, *а*). Для этой цели применяют электронные вольтметры с амплитудным преобразователем с открытым входом (см. рис. 3-19). Результат измерения содержит погрешность, возникающую в связи с неполным зарядом конденсатора в течение длительности импульса τ и значительным разрядом конденсатора в интервале между импульсами $T - \tau$. Абсолютная погрешность $\Delta U = U_{\text{пик}} - U_{\text{макс}}$, относительная — $\delta = \Delta U / U_{\text{макс}}$. Погрешность тем больше, чем больше скважность.

Если применить пиковый вольтметр с закрытым входом, то потеря постоянной составляющей импульсного напряжения вызывает погрешность и при малой скважности. Поэтому в технических характеристиках импульсных вольт-

метров, выполненных с амплитудным преобразованием, указаны предельные значения длительностей импульсов и их скважностей, при которых показания вольтметра содержат нормированные погрешности.

Для точных измерений импульсных напряжений преимущественно применяются *вольтметры компенсационные* (рис. 3-34, б). Здесь амплитудное значение измеряемого напряжения, заряжающее конденсатор C через диод D , компенсируется (уравновешивается) постоянным образцовым напряжением $U_{обр}$ (рис. 3-34, в). В момент компенсации ток гальванометра равен нулю и образцовое напряжение равно U_{\max} . Значение U_k образцового напряжения изменяется точным вольтметром постоянного тока. С помощью

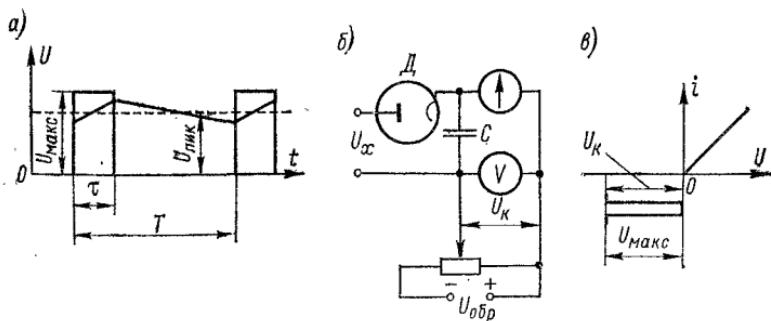


Рис. 3-34. К измерению импульсных напряжений: а — графики напряжений при амплитудном преобразовании; б — простейшая схема компенсационного вольтметра; в — графики тока и напряжений при компенсации

вольтметров компенсационного типа можно также измерять амплитудное значение синусоидального напряжения и напряжение постоянного тока. Погрешность определяется чувствительностью указателя компенсации — гальванометра и точностью установки и измерения образцового напряжения. Для этой цели часто применяют цифровые вольтметры.

Для измерения очень коротких импульсов разработаны более совершенные вольтметры с автокомпенсацией (рис. 3-35). Принцип автокомпенсации заключается в преобразовании измеряемого напряжения в компенсирующее с последующим точным измерением его значения.

Входной импульс через диод D_1 заряжает конденсатор C_1 до значения $U_{C1} \approx U_{\max}$, что обеспечивается малой постоянной времени цепи заряда $\tau_3 = R_D C_1$, соизмеримой с длительностью импульса τ (емкость конденсатора C_1 — еди-

ницы пикофарад). На конденсаторе C_2 образуется напряжение U_{C2} , которое через резистор R_1 поступает на конденсатор C_1 в качестве компенсирующего. Элементы нагрузки второго детектора R_2 и C_2 выбираются так, чтобы их постоянная времени была много большей длительности периода следования измеряемых импульсов: $\tau_2 = R_2 C_2 \gg T_{\max}$. Конденсатор C_2 в интервалах между импульсами разряжается незначительно. На вход усилителя Y поступает разность напряжений $U_{\text{вх}} = U_{\max} - U_{C2}$; выходное напряжение усилителя детектируется и подзаряжает конденсатор C_2 . Чем больше коэффициент усиления усилителя, тем ближе значение U_{C2} к U_{\max} . Напряжение U_{C2} измеряется цифровым вольтметром постоянного тока $ЦВ$.

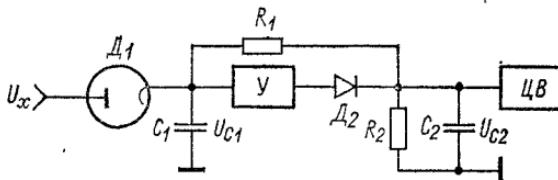


Рис. 3-35. Упрощенная схема автокомпенсационного импульсного вольтметра

Преимущества автокомпенсационных вольтметров заключаются в отсутствии индикатора момента компенсации — гальванометра и источника образцового напряжения, а также в уменьшении погрешности измерения.

Селективные вольтметры. Эти вольтметры предназначаются для измерения напряжения отдельных составляющих спектра сложного сигнала, значения сигнала в присутствии помех, наводки в электрических цепях, для определения ослабления электромагнитных полей соответствующими экранами, для исследования спектральной плотности шумовых сигналов. В качестве селективных цепей используются встроенные узкополосные фильтры.

Низкочастотный селективный микровольтметр (рис. 3-36, а) представляет собой калибранный приемник прямого усиления с тремя широкополосными усилителями Y_1 , Y_2 , Y_3 и одним селективным — $СУ$. В последнем сигналы, отстоящие на октаву от его центральной частоты настройки, ослабляются на 30 дБ. В широкополосном режиме переключатель P_2 замкнут. Выходное напряжение измеряется вольтметром среднеквадратического значения. Широкополосные усилители пропускают полосу частот 20 кГц — 200 кГц, а селективный настраивается в полосе 20 Гц — 100 кГц. Пределы измерения 1 мкВ — 1 В и

30 мкВ — 10 В — в селективном и широкополосном режимах соответственно. Входной аттенюатор A_{T_1} обеспечивает $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$ и $C_{\text{вх}} = 70 \text{ пФ}$.

Погрешность измерения на пределе до 10 мкВ — 10—15 %, на остальных — $\pm 6 \%$. С помощью переключателя P_1 и генератора Γ_k предусмотрена калибровка прибора. Через эмиттерный повторитель ЭП с $R_{\text{вых}} = 100 \text{ Ом}$ можно получить на нагрузке 10 кОм напряжение измеряемого сигнала 1 В.

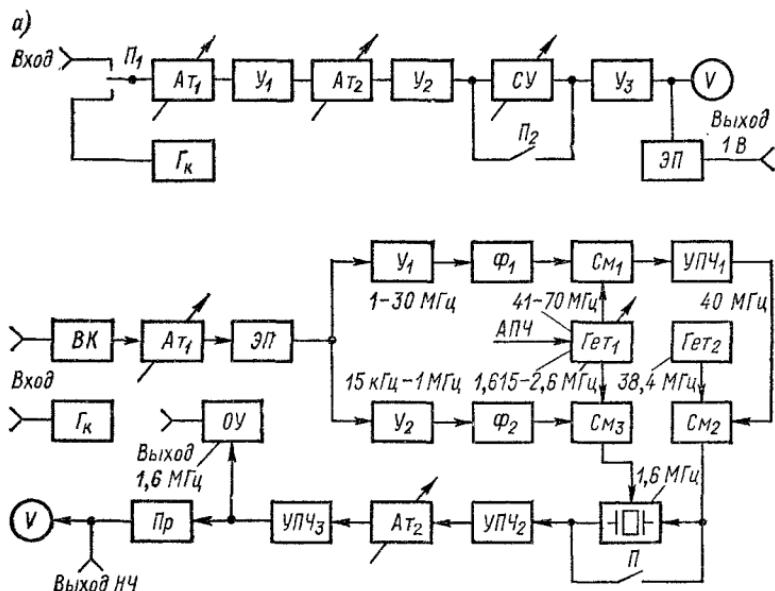


Рис. 3-36. Селективные микровольтметры

Высокочастотный селективный микровольтметр (рис. 3-36, б) представляет собой супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты измеряемого сигнала. Пройдя входной каскад (пробник) BK , первый аттенюатор A_{T_1} и эмиттерный повторитель \mathcal{EP} , сигнал разветвляется на два канала: первый с полосой пропускания 1 — 30 МГц и второй — 15 кГц — 1 МГц. В обоих каналах, после усиления в Y_1 и Y_2 и ослабления напряжений с частотами выше 30 МГц в фильтре Φ_1 и выше 1 МГц в фильтре Φ_2 , происходит преобразование частоты сигнала. В первом канале — с помощью гетеродина с плавной настройкой G_{et_1} , гетеродина с одной частотой G_{et_2} и смесителей CM_1 и CM_2 , сначала в первую промежуточную частоту 40 МГц,

а затем во вторую — 1,6 МГц. Во втором канале — с помощью G_{et_1} и C_{M_3} происходит одно преобразование сигнала в промежуточную частоту 1,6 МГц.

Для осуществления таких преобразований гетеродин G_{et_1} обеспечивает для первого канала настройку в диапазоне частот 41 МГц — 70 МГц, а для второго — в диапазоне 1,615 — 2,6 МГц. Второй гетеродин G_{et_2} вырабатывает напряжение с частотой 38,4 МГц. Для работы в селективном режиме напряжение со смесителями C_{M_2} и C_{M_3} поступает на кварцевый фильтр, полоса пропускания которого меньше 1 кГц. В широкополосном режиме переключателем P кварцевый фильтр исключается из тракта и ширина полосы определяется усилителями $УПЧ_2$ и $УПЧ_3$. С выхода $УПЧ_3$ сигнал поступает на преобразователь вольтметра среднеквадратического значения Pr и одновременно с индикацией его значения с выхода низкой частоты можно получить сигнал для прослушивания демодулированного сигнала. С оконечного усилителя $OУ$ снимается напряжение для автоматической подстройки частоты гетеродина G_{et_1} . Погрешность установки частоты $\pm (0,02 + 3)$ кГц. Погрешность измерения 10—15 %. Предусмотрена калибровка микровольтметра с помощью генератора Γ_k (1 МГц, 10 мВ).

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

4-1. НАЗНАЧЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ. НОРМИРУЕМЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Генератор измерительных сигналов представляет собой экранированный источник радиотехнических сигналов определенной формы, частота и выходной уровень которых установлены в некоторых пределах. Измерительные сигналы предназначены для имитации сигналов, поступающих на вход исследуемого устройства, и питания измерительных схем и установок. Измерительные генераторы должны обеспечивать возможность получения сигнала от долей герца до десятков гигагерц при напряжении от десятых долей микровольта до десятков вольт или мощности от 10^{-14} Вт до нескольких ватт. Разнообразные требования предъявляются и к форме сигнала, видам модуляции и погрешностям. Поэтому выпускается много различных типов генераторов измерительных сигналов, совокупность которых обеспечивает требования измерительной техники в народном хозяйстве, научных исследованиях и учебном процессе.

Генераторы измерительных сигналов классифицируются по форме сигналов следующим образом: генераторы синусоидальных сигналов,

импульсов, шумовых сигналов, сигналов специальной формы (функциональные генераторы) и генераторы качающейся частоты (свинг-генераторы). По диапазону частот — генераторы сигналов инфразвуковых частот (0,001 Гц — десятки или сотни килогерц), низких частот (20 Гц — 200 кГц), высоких частот (30 кГц — 50 МГц), сверхвысоких частот с коаксиальным выходом (300 МГц — 10 ГГц), сверхвысоких частот с волноводным выходом (выше 10 ГГц). Такая классификация обусловлена особенностями конструктивных решений колебательных цепей и электронных приборов (транзисторы, диоды, кристаллоны), пригодных для работы в данном диапазоне частот.

Установка и регулировка частоты осуществляется ручным или автоматическим способом.

В генераторах измерительных сигналов применяют амплитудную и частотную модуляцию синусоидальными сигналами; амплитудную, частотную и фазовую манипуляцию; комбинированную модуляцию, когда одновременно накладываются два или более вида модуляции.

Основными метрологическими характеристиками генераторов синусоидальных сигналов являются: погрешность установки частоты; нестабильность частоты; погрешность установки выходного уровня сигнала; максимальная выходная мощность сигнала на согласованной нагрузке; параметры выходного сигнала при модуляции.

4-2. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ ИНФРАЗВУКОВЫХ И НИЗКИХ ЧАСТОТ

Генераторы сигналов инфразвуковых частот. Эти генераторы предназначены для исследования и настройки узлов автоматического регулирования, сервомеханизмов, аналоговых вычислительных машин и других устройств, работающих в диапазоне частот, нижняя граница которых находится в инфразвуковой области (например, 0,001 Гц). Верхняя граница частот достигает в отдельных генераторах десятков и сотен килогерц. Формы выходных сигналов — синусоидальная, прямугольная, треугольная, пилообразная и др.

Рассмотрим получение синусоидального сигнала $u_{\text{вых}} = U_m \sin \omega t$. Известно, что это выражение является решением дифференциального уравнения

$$\frac{d^2 u_{\text{вых}}}{dt^2} + \omega^2 u_{\text{вых}} = 0.$$

Следовательно, для получения генерации нужно использовать линейный интегратор второго порядка или два обычных интегратора, соединенных последовательно и охваченных положительной обратной связью. В последнем случае уравнение второго порядка нужно заменить эквивалентной системой дифференциальных уравнений первого порядка

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = -k_1 u_{\text{вх}};$$

$$\frac{du_{\text{вх}}}{dt} = k_2 u_{\text{вых}},$$

Сравнивая систему уравнений первого порядка с уравнением второго порядка, можно сделать вывод, что один из интеграторов должен обеспечивать коэффициент передачи $-k_1$, а второй — коэффициент передачи $k_2 = \omega^2/k_1$. Для обеспечения необходимых фазовых соотношений между интеграторами включают инвертор I (рис. 4-1). Таким обра-

зом, частота генерируемых сигналов определяется коэффициентами передачи интеграторов: $\omega = \sqrt{k_1 k_2}$ — и для ее регулировки коэффициенты передачи также должны быть регулируемыми. Известно, что коэффициент передачи интегратора равен $1/(RC)$. Изменяя значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, можно установить

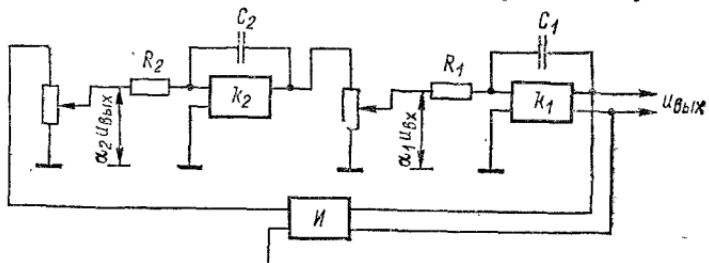


Рис. 4-1. Принципиальная схема генератора измерительных сигналов инфразвуковых частот на интеграторах

нужное значение частоты на выходе генератора. При работе на инфразвуковых частотах значения R и C велики и они переключаются ступенями, кратными десяти, чем устанавливаются соответствующие поддиапазоны выходных частот. Для плавного перекрытия частоты внутри поддиапазона используется регулировка напряжения на входах интеграторов, благодаря чему коэффициент передачи $k = \alpha/(RC)$. Обычно коэффициенты передачи обоих интеграторов равны друг другу и выходная частота генератора $f = \alpha/(2\pi RC)$.

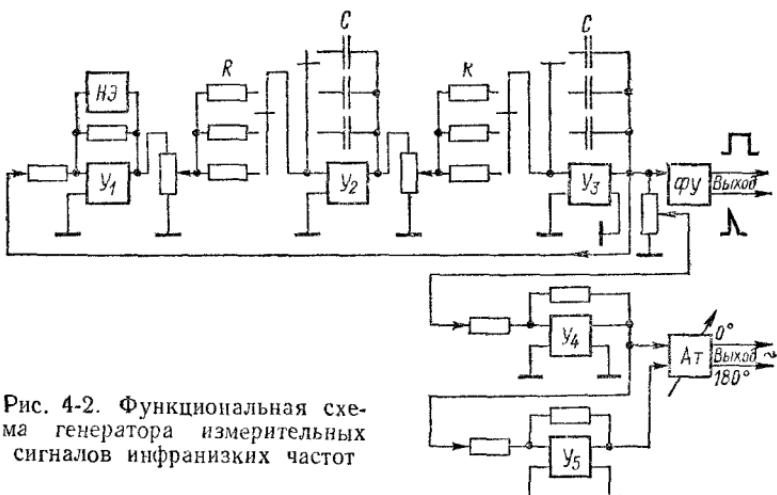


Рис. 4-2. Функциональная схема генератора измерительных сигналов инфразвуковых частот

На рис. 4-2 представлена функциональная схема генератора, выполненного на интеграторах. Основными элементами схемы являются операционные усилители в микросхемном исполнении: Y_1 — инвертор, Y_2 и Y_3 (входят в схемы интеграторов), Y_4 и Y_5 — выходные усилители. В линейной замкнутой цепи генератора возникают нарастающие колебания напряжения. Для их стабилизации в цепи обратной связи инвер-

тора включен нелинейный элемент $H\mathcal{E}$, регулирующий коэффициент передачи инвертора так, что установленный выходной уровень сигнала остается неизменным. Установка уровня сигнала на выходных зажимах генератора осуществляется плавно с помощью потенциометра на входе усилителя U_4 и скачкообразно с помощью резистивного аттенюатора A_t . Предусматривается преобразователь сигнала синусоидальной формы в прямоугольный короткий синхроимпульс, для чего используется соответствующее формирующее устройство ΦU .

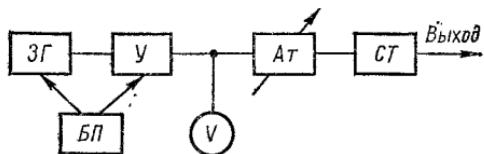


Рис. 4-3. Структурная схема генератора измерительных сигналов низких частот

Генераторы измерительных сигналов звуковых и ультразвуковых частот. Диапазон частот таких генераторов составляет 20 Гц — 20 (40) кГц и 20 Гц — 200 кГц соответственно. Обобщенная структурная схема генераторов указанных выше частот представлена на рис. 4-3. Задающий генератор $ЗГ$ вырабатывает сигналы нужных частот синусоидальной формы. Эти сигналы поступают на усилитель Y , выходное напряжение которого контролируется электронным вольтметром, градуированным в действующих значениях. Необходимый уровень напряжения сигнала на выходе генератора устанавливается с помощью резистивного аттенюатора At , обычно вносящего ослабление до 100 дБ.

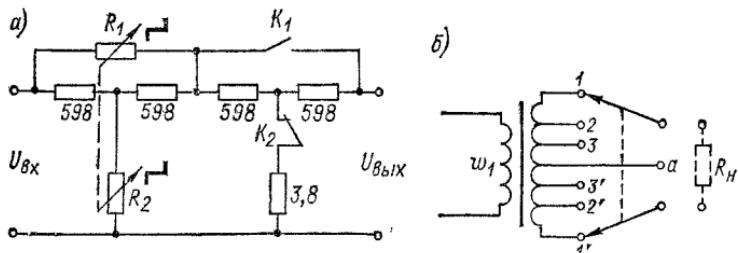


Рис. 4-4. Схемы выходных устройств генераторов низких частот

На рис. 4-4, а представлена упрощенная принципиальная схема двухзвенного резистивного ступенчатого аттенюатора, выполненного на Т-образных звеньях, рассчитанного на согласованную нагрузку 600 Ом. Когда ключ K_1 замкнут, а K_2 разомкнут, работает только первое звено. При значениях сопротивлений резисторов R_1 и R_2 : 0 — ∞ ; 1,3 кОм — 278 Ом; 4,1 кОм — 66,7 Ом; 13 кОм — 19,6 Ом; 41 кОм — 6,06 Ом и ∞ — 3,8 Ом — ослабление составляет последовательный ряд значений: 0; 10; 20; 30; 40 и 50 дБ. Второе звено подключается при размыкании ключа K_1 и замыкании K_2 и вносит ослабление 50 дБ. Полное ослабление аттенюатора 100 дБ (10^5 раз); входное и выходное сопротивление 600 Ом; частотный диапазон 20 Гц — 200 кГц.

Выходное сопротивление генератора согласуется с сопротивлением его нагрузки R_H с помощью согласующего трансформатора CT .

(рис. 4-3, 4-4, б). Трансформатор состоит из ферромагнитного магнитопровода с малыми потерями и двух обмоток. Первичная обмотка присоединяется к выходу аттенюатора и потому рассчитывается на его выходное сопротивление R_{At} . Вторичная обмотка секционирована. Число витков каждой секции w_2 , определяется соотношением сопротивления нагрузки, включенной в данную секцию, и сопротивлением аттенюатора: $w_{2c} = w_1 \sqrt{R_n / R_{At}}$, где w_1 — число витков первичной обмотки; R_n — сопротивление нагрузки. Во вторичной обмотке предусмотрена средняя точка a , благодаря чему можно осуществить как симметричный, так и несимметричный выход генератора.

Генераторы измерительных сигналов звуковой и ультразвуковой частоты по схемному решению разделяются на RC - и LC -генераторы; генераторы на биениях (смещение частот) и прямого генерирования выходных частот; без стабилизации частоты и с диапазонно-кварцевой стабилизацией.

RC -генераторы получили большое распространение благодаря простоте схемы и стабильным метрологическим характеристикам. Задающий генератор представляет собой дифференциальный усилитель, охваченный положительной частотно-зависимой и отрицательной нелинейной частотно-независимой обратными связями (рис. 4-5).



Рис. 4-5. Схема задающего RC -генератора

наль которого поступает выходное напряжение $u_{\text{вых}}$. На двухполюснике Z_2 образуется напряжение положительной обратной связи $U_n = -u_{\text{вых}}$, а на резисторе R_4 — напряжение отрицательной обратной связи $U_0 = \beta u_{\text{вых}}$. Здесь $\dot{\gamma} = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$, $\beta = R_4 / (R_3 + R_4)$ — коэффициенты положительной и отрицательной обратной связи соответственно. С горизонтальной диагонали на вход усилителя поступает разность напряжений положительной и отрицательной обратной связи: $u_{\text{вх}} = U_n - U_0 = (\dot{\gamma} - \beta) u_{\text{вых}}$. Отсюда получаем, что коэффициент усиления усилителя равен

$$\dot{K} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{\dot{\gamma} - \beta}. \quad (4-1)$$

С другой стороны известно, что усилитель с обратной связью имеет коэффициент усиления

$$K_{o.c} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}(\dot{\gamma} - \beta)}. \quad (4-2)$$

Подставляя формулу (4-1) в выражение (4-2), получаем $K_{o.c} \rightarrow \infty$, что свидетельствует о наличии генерации, условие которой записывается так: $\dot{K}(\dot{\gamma} - \beta) = 1$. Известно, что для возникновения генерации должны быть выполнены условия баланса фаз и баланса амплитуд. Баланс фаз наступает в момент равновесия моста Вина, т. е. при $Z_1 R_4 = Z_2 R_3$ и $\Phi_K + \Phi_\beta = 0$. Заменяя Z_1 и Z_2 их выражениями и полагая $R_1 = R_2 = R$,

$C_1 = C_2 = C$, после простых преобразований получаем выражение для частоты генерируемого напряжения в виде

$$\omega = \frac{1}{RC} \text{ или } f = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4-3)$$

Попутно определяем соотношение между элементами плеч моста, находящимися в цепи отрицательной обратной связи: $R_3 = 2R_4$. Теперь можно найти значения коэффициентов положительной и отрицательной обратной связи, которые оказываются равными друг другу: $\gamma = \beta = 1/3$. Для устойчивой работы генератора всегда должно выполняться условие $\gamma > \beta$, для чего сопротивление резистора R_3 выбирается немногим большим, чем сопротивление $2R_4$; значение β будет немногим меньшим, чем γ , и в схеме действует небольшая результирующая положительная обратная связь. Из формулы (4-1) следует, что усилитель без обратной связи должен иметь большое усиление (порядка нескольких тысяч) и при малом входном напряжении работает в линейном режиме. С помощью отрицательной обратной связи его коэффициент усиления уменьшается до необходимого значения, равного 3.

Для обеспечения нелинейности, принципиально необходимой в генераторе, в цепь отрицательной обратной связи включают резистор, сопротивление которого нелинейно зависит от напряжения. Если сопротивление такого нелинейного резистора имеет отрицательный температурный коэффициент, то резистор включают в плечо R_3 , а если положительный, — в плечо R_4 . Такой нелинейный резистор обеспечивает постоянство уровня выходного напряжения генератора. При возрастании выходного напряжения отрицательная обратная связь увеличивается быстрее, чем положительная, коэффициент усиления усилителя уменьшается и выходное напряжение возвращается к прежнему значению. При уменьшении выходного напряжения процесс имеет обратный характер. Значение нелинейного сопротивления зависит от протекающего по нему тока, т. е. от температуры. Постоянная времени его теплообмена с окружающей средой составляет несколько секунд. Следовательно, он представляет собой инерционную нелинейность, реагирующую не на мгновенные значения амплитуды, а на ее среднее значение за несколько периодов. Поэтому форма выходного напряжения генератора практически синусоидальна.

Из выражения (4-3) следует, что настройку генератора на нужную частоту можно производить изменением сопротивлений R и емкостей C . В практических схемах генераторов скачкообразным изменением сопротивлений сдвоенных резисторов R_1 и R_2 устанавливается нужный поддиапазон частот, внутри которого частота изменяется плавно с помощью сдвоенного блока переменных конденсаторов C_1 и C_2 . Имеются генераторы, у которых частота плавно устанавливается с помощью сдвоенных переменных резисторов, а поддиапазоны — переключением конденсаторов постоянной емкости. Коэффициент перекрытия в каждом поддиапазоне равен 10; число поддиапазонов — 3 или 4: 20—200 Гц; 200—2000 Гц и т. д. Погрешность установки частоты определяется конструкцией и качеством изготовления механизма настройки и шкалы и составляет 1—2 %. Как правило, основная погрешность установки частоты задается в виде суммы: $\Delta f = \pm(\delta f + a)$, где δ — относительная погрешность; a — минимальная абсолютная погрешность установки частоты в нижней части диапазона, Гц. Нестабильность частоты определяется нестабильностью резисторов и конденсаторов двухполюсников Z_1 и Z_2 , изменением параметров электронных приборов усилителя и напряжения питающей сети.

Генераторы на биениях сложнее *RC*-генераторов как в схемном, так и в конструктивном отношении. Однако они имеют два преимущества, благодаря которым широко применяются в измерительной технике: непрерывное перекрытие всего диапазона выходных частот и малую зависимость выходного уровня сигнала от частоты. Эти качества генераторов на биениях не только упрощают работу с ними, но и позволяют применять их при автоматической записи частотных характеристик различных радиотехнических и акустических устройств путем автоматической перестройки частоты с заданной скоростью.

Задающий генератор с непрерывным перекрытием диапазона выходных частот (рис. 4-6) состоит из двух генераторов высокой частоты, один из которых вырабатывает напряжение постоянной фиксированной частоты f_{Φ} , а второй можно плавно перестраивать в пределах от f_{Φ} до $f_{\Phi} - F_{\max}$, где F_{\max} — максимальное значение выходной частоты генератора, обычно составляющие 10 % фиксированной частоты. Напряжение генераторов подают на два входа преобразователя частоты Pr ,

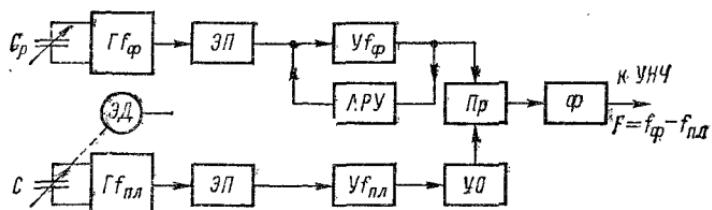


Рис. 4-6. Схема задающего генератора на биениях

на выходе которого возникают напряжения разностной частоты F и высокочастотные составляющие. Последние отфильтровываются фильтром нижних частот φ , а разностная частота поступает на усилитель и далее на выход генератора. Относительная нестабильность выходной частоты зависит от нестабильности высокочастотных генераторов и определяется следующей формулой: $\delta_F = (\delta_{\Phi} f_{\Phi} - \delta_{\text{пл}} f_{\text{пл}})/F$, где δ_{Φ} и $\delta_{\text{пл}}$ — нестабильности генераторов фиксированной частоты и с плавной настройкой.

Рассмотрим более подробно рис. 4-6. Предположим, что частота F_{\max} задана равной 40 кГц. Тогда $f_{\Phi} = 400$ кГц, а $f_{\text{пл}}$ должна изменяться в пределах 400—360 кГц. Диапазон частот генератора 0—40 кГц перекрывается одним поворотом ротора конденсатора C , при этом емкость контура изменяется всего на 20 %. Шкала ротора конденсатора C удобно градуировать в логарифмическом масштабе. В контуре генератора фиксированной частоты включен конденсатор переменной емкости C_p с прямочастотными пластинами, с помощью которого можно изменять выходную частоту в любой точке настройки; изменение ± 100 Гц отсчитывается по шкале «расстройка». Генераторы высокой частоты не должны иметь связи между собой, в противном случае возможно явление «захватывания» на близких частотах, приводящее к исчезновению выходного напряжения. Для устранения связей оба генератора тщательно экранируются, развязываются фильтрами в цепях питания и отделяются от остальной части схемы буферными эмиттерными повторителями ЭП.

Усилители Uf_{Φ} и $Uf_{\text{пл}}$ поднимают уровни напряжений высокой частоты: первый — для контрольного выхода, второй — для обеспечения нормальной работы усилителя-ограничителя $УO$. Преобразователь ра-

ботает в ключевом режиме. Фильтр нижних частот Φ пропускает частоты 0—40 кГц, а высокочастотные составляющие должны подавляться не менее чем на 60 дБ относительно максимального уровня выходного сигнала генератора. Для поддержания установленного значения выходного напряжения неизменным предусмотрено автоматическое регулирование усиления в усилителе U_f с помощью блока АРУ, состоящего из нелинейного усилителя сигнала контрольного выхода, выпрямителя и фильтра.

Перестройка частоты осуществляется как вручную, так и автоматически с помощью электродвигателя и редуктора, связанного с осью конденсатора C (генератор ГЗ-104).

Коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала у генератора на биениях больше, чем у генератора RC , и составляет 1—1,5 %.

Генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты являются наиболее сложными среди генераторов звуковых и ультразвуковых частот. Они предназначены для генерации сигналов высокой стабильности, определяемой используемым в данном генераторе кварцевым резонатором. Для получения широкого диапазона стабильных частот применяются два способа: деление или умножение частоты кварцевого резонатора с последующим их смешением в соответствующих преобразователях, в результате чего получаются дискретные частоты; автоматическая подстройка выходной частоты генератора с плавной настройкой по частоте генератора с кварцевой стабилизацией, включая ее гармоники и субгармоники.

Для получения непрерывного диапазона частот в первом случае применяется интерполяция. Дискретные частоты f_i и плавно изменяющаяся частота $f_{и,г}$ интерполяционного генератора подаются на преобразователь частоты, на выходе которого после соответствующей фильтрации получают частоты $f_{вых} = f_i \pm f_{и,г}$. Относительная погрешность установки частоты составляет $\pm 1 \cdot 10^{-6}$; нестабильность частоты $\pm 3 \cdot 10^{-2}$ в течение трех часов работы; коэффициент нелинейных искажений 1—2 %.

4-3. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ ВЫСОКИХ И УЛЬТРАВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Генераторы сигналов высоких частот являются источниками незатухающих или модулированных по амплитуде синусоидальных измерительных сигналов, параметры которых известны с нормируемой погрешностью. Эти генераторы работают в диапазоне 100 (50) кГц — 30 (50) МГц и применяются в основном для настройки радиовещательных приемников, для измерений характеристик четырехполюсников, для питания различных радиоустройств. Современные высокочастотные генераторы измерительных сигналов относятся к единой конструктивной серии генераторов на диапазон частот от 100 кГц до 1 ГГц, предназначенной для замены существующего парка генераторов указанного диапазона. Они выполняются на транзисторах и микросхемах с использованием широкополосного усиления и автоматических регулировок.

Основным узлом генератора (рис. 4-7, а) является задающий LC -генератор. Диапазон генерируемых частот разбивается на ряд поддиапазонов, устанавливаемых подключением соответствующих катушек индуктивности. Изменение частоты в пределах поддиапазона осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости. Резонансная частота генератора $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ изменяется обратно пропорционально \sqrt{C} , поэтому перекрытие в поддиапазонах не превышает 2—3, а число

поддиапазонов достигает 8. Малое перекрытие позволяет повысить точность градуировки шкалы частот и уменьшить погрешность ее установки.

Амплитудная модуляция осуществляется в модуляторе M , представляющем собой широкополосный усилитель с нелинейным коэффициентом передачи, изменяемым модулирующим сигналом (рис. 4-7, б).

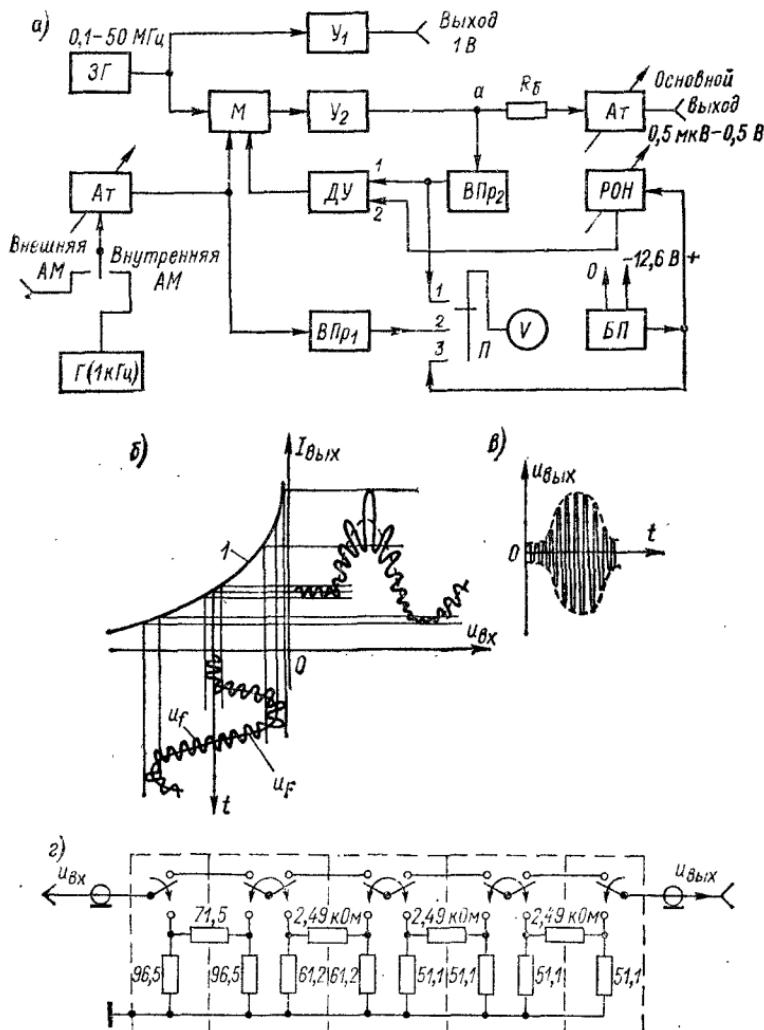


Рис. 4-7. Генератор измерительных сигналов высокой частоты

На выходе модулятора включен фильтр верхних частот. Входной сигнал $u_{\text{вх}}$ является суммой сигнала высокой (несущей) частоты u_f , амплитуда которого мала, и сигнала низкой (модулирующей) частоты u_F с большой амплитудой. Напряжение модулирующего сигнала u_F пере-

мешает рабочую точку усилителя по характеристике I на участки с разной крутизной, и на выходе модулятора образуется высокочастотный сигнал, амплитуда которого меняется по закону изменения модулирующего сигнала. Фильтр верхних частот не пропускает модулирующее напряжение, и на его выходе получается высокочастотный амплитудно-модулированный сигнал $u_{\text{вых}}$ (рис. 4-7, δ).

При таком способе модуляции ее коэффициент не зависит от уровня сигнала высокой частоты, а определяется только уровнем низкочастотного модулирующего сигнала. Последний поступает либо от внутреннего генератора G (рис. 4-7, a), вырабатывающего напряжение с частотой 1 кГц, либо от внешнего источника с частотами от 50 Гц до 15 кГц. Максимальный уровень модулирующего сигнала, соответствующий модуляции 90 %, устанавливается при выведенном низкочастотном аттенюаторе A_m и контролируется вольтметром через детектор (выпрямительный преобразователь BPr_1), когда переключатель P находится в положении 2. Изменение коэффициента модуляции и отсчет его значения выполняется с помощью того же аттенюатора дискретно, через 10 %.

После модулятора высокочастотный сигнал поступает на вход широкополосного усилителя U_2 , охваченного цепью автоматической регулировки уровня APU . В цепь APU входят выпрямительный преобразователь BPr_2 , дифференциальный усилитель постоянного тока DU и регулятор опорного напряжения POH . На вход $1 DU$ поступает постоянное напряжение, пропорциональное среднему значению выходного сигнала, а на вход 2 — опорное напряжение. Разность этих напряжений является управляющим сигналом, воздействующим на модулятор так, что его коэффициент передачи изменяется и разность напряжений стремится к нулю.

Уровень сигнала на основном выходе можно изменять в пределах 0,5 мкВ — 0,5 В. Для этого предусмотрен ступенчатый резистивный аттенюатор на П-образных звеньях (рис. 4-7, ε), рассчитанный на нагрузку 50 Ом. Для уменьшения помех выходному сигналу, возникающих вследствие наличия внутренних и внешних электромагнитных полей, каждый элемент аттенюатора заключен в экранирующую камеру, а весь аттенюатор — в массивный металлический кожух. Плавное изменение выходного сигнала в пределах 10 дБ осуществляется с помощью опорного напряжения, получаемого от устройства POH .

Следует иметь в виду, что в точке a (рис. 4-7, a) выходное сопротивление усилителя U_2 составляет доли ома, так как выходное напряжение не зависит от изменения нагрузки и с помощью APU поддерживается постоянным. Для обеспечения конечного выходного сопротивления генератора, необходимого для согласования генератора с нагрузкой, между выходом U_2 и входом аттенюатора A_m включен балластный резистор R_b сопротивлением 50 Ом. Уровень выходного сигнала усилителя U_2 контролируется вольтметром через переключатель P в положении 1. В положении переключателя 3 можно контролировать напряжение блока питания $BП$. В генераторах высокой частоты предусматривается вспомогательный выход через широкополосный усилитель U_1 . На выходе имеется сигнал 1 В, который используется для точного измерения частоты вибратором и для других целей.

Относительная погрешность установки частоты 1 %; относительная нестабильность частоты $2,5 \cdot 10^{-4}$ за 15 мин; погрешность установки коэффициента модуляции 10 %; погрешность установки опорного уровня 1 дБ (генератор Г4-102).

Генераторы видеочастот работают в диапазоне 20 Гц — 10 МГц и отличаются значительным уровнем выходного сигнала (до 30 В). По схемному решению видеогенераторы осуществляются аналогично

RC-генератору с шестью поддиапазонами, внутри которых перестройка частоты производится сдвоенным блоком конденсаторов переменной емкости. Стабилизация выходного напряжения обеспечивается цепью *APU*, регулируемый элемент которой выполнен на полевом транзисторе; эта цепь охватывает задающий генератор. Кроме этого, имеется второе кольцо *APU*, охватывающее выходной усилитель.

Генераторы видеочастот предназначены для настройки и исследования импульсных и видеоусилителей, применяемых в технике телевидения, радиолокации и в системах управления.

Погрешность установки частоты 2 %; нестабильность частоты $4 \cdot 10^{-4}$ за 15 мин (генератор Г4-117).

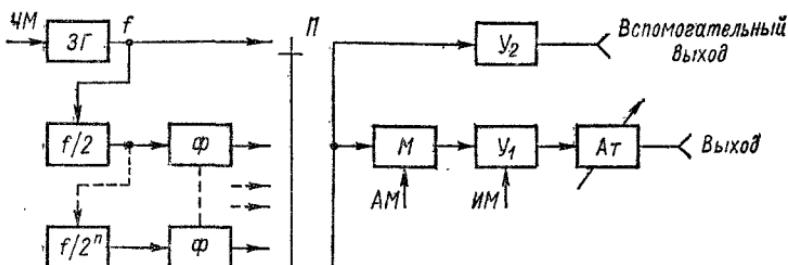


Рис. 4-8. Упрощенная структурная схема генератора измерительных сигналов ультравысокой частоты

Генераторы ультравысоких частот работают на частотах до 400 (1000) МГц. Они применяются для настройки и испытаний аппаратуры вещания с частотной модуляцией (УКВ ЧМ), телевидения, радионавигации, телеметрии, подвижной радиосвязи и т. п. В них применяются несколько видов модуляции и манипуляции. Для формирования диапазона частот применяются задающие генераторы с перестраиваемыми *LC*-контурами в диапазоне выходных частот или с гетеродинным способом переноса частоты. Получили распространение генераторы ультравысоких частот с делением частот задающего генератора (рис. 4-8). Этот способ предпочтительнее, так как в задающем генераторе не нужны коммутирующие механизмы, конструкция упрощается, стабильность частоты повышается.

Задающий генератор *ЗГ* вырабатывает частоты верхнего поддиапазона, например 200—400 МГц, легко перекрываемые с помощью конденсатора переменной емкости. Переход к следующему поддиапазону осуществляется включением соответствующего числа делителей частоты, каждый из которых делит частоту на два. Выходные сигналы делителей несинусоидальны, поэтому после каждого из них включены полосовые фильтры *Ф*. Выбор нужного поддиапазона производится с помощью переключателя *П*. Частотная модуляция осуществляется в задающем генераторе, к колебательному контуру которого подсоединен параллельно варикап. Амплитудная модуляция происходит в широкополосном модуляторе *M*. Импульсная модуляция предусмотрена в широкополосном выходном усилителе *Y₁*. Независимое осуществление различных видов модуляции в разных узлах генератора позволяет получать комбинированную модуляцию в любом сочетании. Имеется вспомогательный выход немодулированного сигнала через широкополосный усилитель *Y₂*.

Относительная погрешность установки частоты 1%; нестабильность частоты $(1 \div 1.5) \cdot 10^{-4}$; погрешность установки модуляции 5—10%; диапазон модулирующих частот 50 Гц — 200 кГц (генератор Г4-107).

4-4. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Генераторы СВЧ вырабатывают частоты от 1 до 80 ГГц. В них предусматривается один частотный диапазон с перекрытием 1,5—2, поэтому они выпускаются сериями из однотипных приборов на определенный участок диапазона частот. Генераторы СВЧ предназначены для измерения чувствительности приемных устройств, измерения диаграмм направленности антенн, исследования трактов передачи СВЧ, настройки фильтров, регулировки аттенюаторов и т. п.

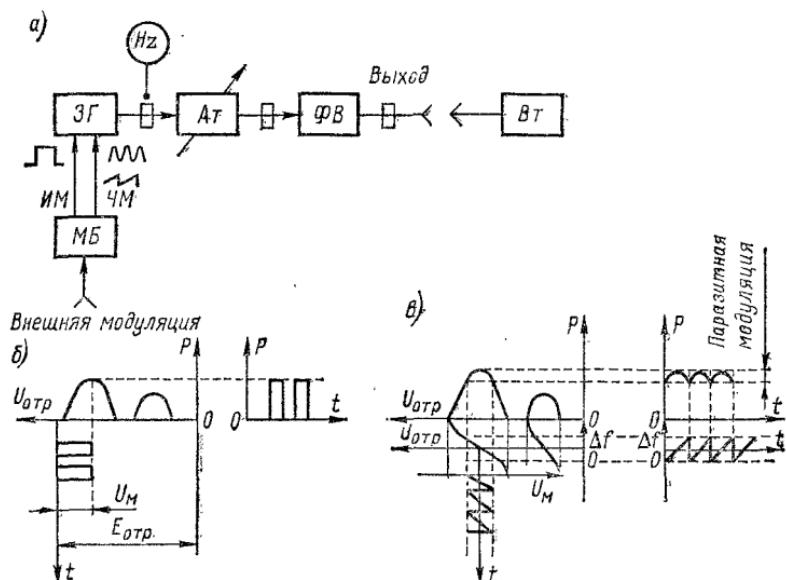


Рис. 4-9. Генератор измерительных сигналов СВЧ: а — упрощенная структурная схема; б, в — диаграммы мощности и напряжений при импульсной и частотной модуляции

Структурная схема генератора СВЧ (рис. 4-9, а) содержит сравнительно небольшое число отдельных узлов: задающий генератор ЗГ, модуляционный блок МБ, аттенюатор Ат, иногда ферритовый вентиль ФВ, частотомер Hz и измеритель мощности Вт. Выходная мощность генератора подается к нагрузке с коаксиального разъема или волновода. Задающий генератор выполняется на клаистроне с внешними резонаторами, на отражательном клаистроне либо на диоде Ганна с внешним резонатором. Внешний резонатор коаксиальной конструкции настраивается на определенную частоту с помощью короткозамыкающего плунжера. Изменение длины резонатора приводит к изменению резонансной частоты в соответствии с формулой $f = c/(4l)$, где c — скорость света, а l — длина резонатора.

Генератор на отражательном клаистроне, внутри которого помещен объемный резонатор настраивается сначала грубо, путем изменения его

объема упругой деформацией («механическая» настройка), а затем точно, изменением напряжения на отражателе кластрона, («электрическая» настройка). Полоса электронной перестройки частоты составляет от 2 до 5 МГц. Генерируемая мощность выводится из объемного резонатора кластрона петлей связи и через отрезок тонкой коаксиальной линии, оканчивающейся штырем, выводится в волновод СВЧ-тракта генератора. Связь резонатора кластрона с волноводом зависит от глубины погружения штыря, которая должна быть значительно меньше четверти длины волны генерируемого сигнала.

Уровень мощности устанавливается на входе аттенюатора равным 1 мВт и контролируется с помощью термисторного измерителя мощности B_m (см. § 9-2). Выходная мощность генератора регулируется аттенюатором СВЧ. Выходное сопротивление генератора согласуется с нагрузкой с помощью ферритового вентиля ΦB . Сигналы СВЧ модулируются по амплитуде синусоидальными или импульсными сигналами и меандром и по частоте — синусоидальными и пилообразными сигналами. Источником внутренней модуляции является модуляционный блок M_B , на вход которого подаются сигналы и внешней модуляции. Особенно проста модуляция в отражательных кластронах. Для осуществления амплитудно-импульсной модуляции модулирующее напряжение U_m включается последовательно с напряжением $E_{отр}$, питающим отражатель. Модуляция осуществляется возбуждением колебаний СВЧ на время длительности импульса (рис. 4-9, б). Для получения частотной модуляции источник модулирующего напряжения пилообразной или синусоидальной формы также включается последовательно в цепь отражателя. Мощность генерируемых СВЧ-колебаний устанавливается максимальной, а размах модулирующего напряжения должен обеспечить минимальную амплитудную паразитную модуляцию (рис. 4-9, в).

Генератор СВЧ на диоде Ганна состоит из коаксиального резонатора с изолированным по постоянному току внутренним проводником. Анод диода присоединяется к торцевой стенке резонатора, а катод — к внутреннему проводнику. На диод подается напряжение, большее критического, в результате чего арсенид галлия приобретает эквивалентную отрицательную проводимость, что приводит к режиму самовозбуждения. Эквивалентная емкость диода Ганна изменяется с изменением приложенного к нему напряжения, что используется для электронной перестройки частоты в пределах 3 МГц и для частотной модуляции. Импульсная модуляция осуществляется с помощью электрически управляемого $p-i-n$ -модулятора. Мощность на выходе регулируется аналогичным $p-i-n$ -аттенюатором.

Генераторы на диодах Ганна отличаются простотой конструкции, высокой надежностью, малыми габаритами и массой.

Выпускаемые промышленностью генераторы СВЧ развивают выходную мощность не более 200 мВт с возможностью ослабления до 10^{-15} Вт. Погрешность установки частоты 0,5 %. Нестабильность частоты 10^{-4} — 10^{-5} за 15 мин. Многие генераторы снабжаются указателями частоты настройки в виде механических цифровых счетчиков, связанных соответствующими приводами с органами настройки.

Аттенюаторы СВЧ. По принципу действия аттенюаторы СВЧ, приемлемые не только в генераторах СВЧ, но и как отдельные средства измерения, разделяются на следующие виды:

пределочные, в которых уменьшение мощности происходит вследствие ее ослабления при передаче по запредельному волноводу (работающему на частотах ниже критической частоты основной волны), т. е. без тепловых потерь;

поглощающие, в которых проходящая по волноводу мощность уменьшается вследствие превращения некоторой ее части в тепло;

поляризационные, в которых уменьшение мощности, переносимой в круглом волноводе, достигается поглощением части мощности, связанной с составляющей вектора напряженности электрического поля, параллельной поглащающей пластине, размещенной вдоль оси волновода;

полупроводниковые, электрически управляемые, в которых уменьшение проходящей мощности происходит в результате поглощения ее части в активном сопротивлении полупроводниковых СВЧ-диодов (обычно $p-i-n$ -диодов), размещенных вдоль волновода.

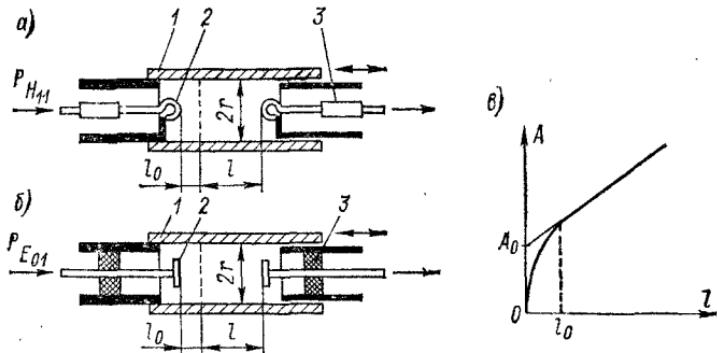


Рис. 4-10. Предельное аттенюаторы: *а* — с индуктивной связью; *б* — с емкостной связью; *в* — график изменения ослабления в зависимости от длины волновода

Предельный аттенюатор состоит (рис. 4-10, *а*) из отрезка круглого волновода *1*, критическая длина волны λ_{kp} которого значительно меньше рабочей длины волны λ . Внутри волновода помещены элементы связи *2* — петли при индуктивной связи и диски при емкостной связи; этими элементами заканчиваются коаксиальные линии на входе и выходе волновода. Элементы связи *2* для коаксиальных линий являются почти реактивной нагрузкой, поэтому для их согласования в центральный провод последовательно включаются резисторы *3*, сопротивления которых равны волновому сопротивлению линии. Электромагнитная волна в предельном волноводе ослабляется. Коэффициент ослабления $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_{kp}} \sqrt{1 - (\lambda_{kp}/\lambda)^2}$ при $\lambda_{kp}/\lambda \ll 1$ можно считать равным $\alpha = 2\pi/\lambda_{kp}$, т. е. не зависящим от частоты. Его значение определяется только по-перечным сечением, формой волновода и типом волны, распространяющейся по нему.

В предельных волноводах обычно используются отрезки волновода круглого сечения. Из теоретической электродинамики известно, что у круглых волноводов критическая длина волны типа H_{11} $\lambda_{kp,11} = 3,42 r$, а типа E_{01} — $\lambda_{kp,01} = 2,61 r$, где r — радиус волновода. Следовательно, ослабление $A = \alpha l$, где l — расстояние между элементами связи, для каждого типа волны (с учетом формулы для α) можно вычислить по следующим выражениям: $A_{11} = 8,686 \cdot 6,28 l / 3,42 r + A_0 = (15,9 l/r) + A_0$. Аналогично: $A_{01} = (20,8 l/r) + A_0$. Здесь 8,686 — переводной множитель непер в децибелы; A_0 — начальное ослабление, возникающее вблизи входного элемента связи. На этом участке l_0 кроме основной волны возбуждаются волны высших типов, и потому ослабление вдоль него

нелинейно. Однако волны высших типов быстро затухают, и на участке l ослабление основной волны имеет линейный характер. Значение начального ослабления равно 10—15 дБ (рис. 4-10, б).

Ослабление предельного аттенюатора рассчитывается по его геометрическим размерам, поэтому такие аттенюаторы применяют как абсолютные меры ослабления. Пределы регулирования составляют 10—80 дБ.

Поглощающие аттенюаторы делятся на коаксиальные и волноводные. В первых ослабление мощности вызывается поглощением ее в высокоммом внутреннем проводнике коаксиальной линии или диэлектрике с большими потерями, заполняющем коаксиальную линию (рис. 4-11, а); тот же эффект получается при погружении поглощающей пластины в волновод или при движении пластины от боковой стенки волновода к его центру. (рис 4-11, б, в.). Стержень механизма

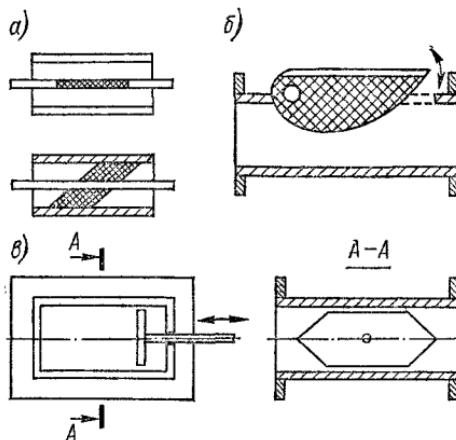


Рис. 4-11. Поглощающие аттенюаторы

перемещения выполняют из диэлектрика с малыми потерями. Ослабление поглощающих аттенюаторов и их градуировка определяются экспериментально. Пределы регулирования составляют 0—50 дБ.

Поляризационные аттенюаторы являются наиболее совершенными и точными. Аттенюатор (рис. 4-12, а) состоит из трех последовательно соединенных секций круглого волновода, среднюю из которых 2 можно поворачивать на угол φ относительно общей продольной оси. Входная и выходная секции соединены переходами 1 с прямоугольным волноводом. На вход аттенюатора поступает электромагнитная волна типа H_{10} , а в круглый волновод — H_{11} . Внутри каждой секции перпендикулярно вектору электрической составляющей электромагнитной волны помещены три поглощающие пластины. Когда все три пластины находятся в одной плоскости, ослабление пренебрежимо мало (рис. 4-12, б). При повороте подвижной секции на угол φ электрическое поле разложится на две составляющие: параллельную пластине $E \sin \varphi$ и перпендикулярную ей $E \cos \varphi$. Параллельная составляющая поглощается, а перпендикулярная с поляризацией φ проходит в третью секцию. Здесь также происходит разложение на составляющие $E \cos \varphi \sin \varphi$, которая поглощается, и $E \cos^2 \varphi$, которая проходит на выход аттенюатора. Таким образом, собственное ослабление аттенюатора зависит от угла поворота средней секции. В идеальном аттенюаторе оно лежит в пре-

делах от 0 до ∞ при изменении φ от 0 до 90° и вычисляется по формуле
 $A = 40 \lg \operatorname{sc} \varphi$.

Выпускаемые промышленностью поляризационные аттенюаторы обеспечивают регулировку ослабления от 0,3 до 80 дБ с погрешностью установки 0,1 дБ.

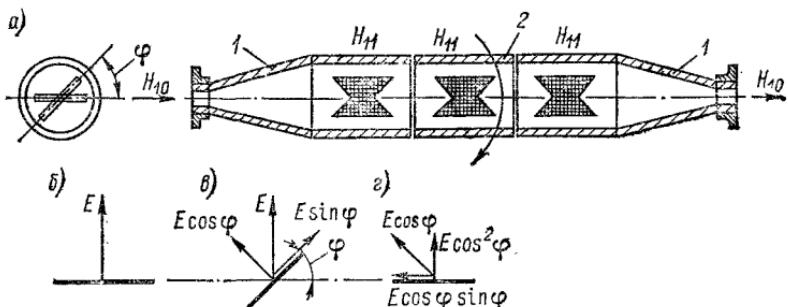


Рис. 4-12. Поляризационный аттенюатор: а — устройство; б — векторы напряженности электрического поля

Полупроводниковые аттенюаторы выполняются на $p-i-n$ -диодах, которые на частотах ниже 1 МГц представляют собой выпрямители, а в диапазоне СВЧ — линейные сопротивления, изменяющиеся в соответствии с протекающим через них током. Таким образом, осуществляется электрически управляемый аттенюатор, потребляющий малую

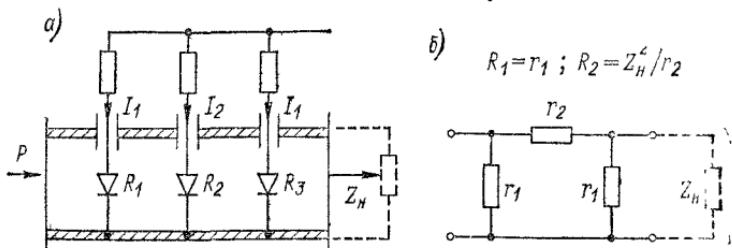


Рис. 4-13. Полупроводниковый аттенюатор

управляющую мощность и обладающий высоким быстродействием. На рис. 4-13, а и б приведены устройство и эквивалентная схема аттенюатора с тремя диодами. Пределы ослабления составляют от 2 до 80 дБ в полосе частот более двух октав [15].

4-5. ПОНЯТИЕ О СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТЫ

Синтезатор частоты представляет собой источник синусоидальных сигналов с высокой стабильностью частоты в диапазоне от 10 Гц до десятков мегагерц с малым шагом дискретности ее установки — 0,1—0,01 Гц. Синтезаторы частоты применяются для настройки узкополосных фильтров, калибровки шкал генераторов и частотомеров, определения нестабильности частоты генераторов и радиостанций; их часто используют в качестве возбудителей радиопередатчиков и гетеродинов радиоприемников. Принцип работы синтезаторов частоты основан

многократном преобразовании опорной $f_{\text{оп}}$ частоты, получаемой от генератора с кварцевой стабилизацией, в сетку дискретных выходных частот $f_{\text{вых}}$.

Синтезатор частоты (рис. 4-14) состоит из высокостабильного генератора $\Gamma_{\text{кв}}$, блока опорных частот $БОЧ$ и блока синтеза частот $БСЧ$; для получения необходимого выходного напряжения и его регулировки предусмотрены широкополосный усилитель $У$ и аттенюатор $Ат$. Опорный генератор вырабатывает напряжение частотой 1 или 5 МГц с относительной нестабильностью порядка 10^{-9} . В блоке опорных частот с помощью сложения, вычитания, деления и умножения частот формируются несколько десятков фиксированных частот, которые поступают в блок синтеза частот. Последний состоит из набора частотных декад, в которых происходит дальнейшее преобразование опорных частот в сетку выходных. Блок синтеза частот можно выполнить для работы методом прямого синтеза или методом косвенного синтеза. Метод определяет структурную схему частотной декады.

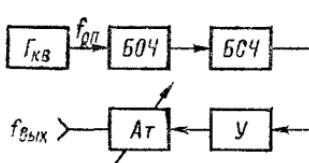


Рис. 4-14. Структурная схема синтезатора частоты

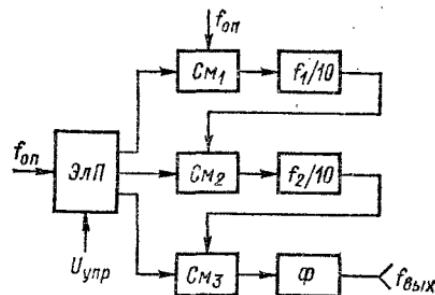


Рис. 4-15. Структурная схема частотной декады прямого синтеза

В синтезаторе частот с прямым синтезом частотная декада (рис. 4-15) содержит управляемый электронный переключатель $ЭлП$, несколько смесителей $См$ и делителей частоты (на 10). Выбирая с помощью $ЭлП$ опорные частоты $f_{\text{оп}}$ разных значений, в результате сложения (вычитания) в смесителях и деления в делителях, а также фильтрации комбинационных частот в фильтре низких частот Φ получаем выходную частоту $f_{\text{вых}}$. В синтезаторе включены последовательно N частотных декад. Число выходных частот $Kf_{\text{вых}}$ при N декадах составляет $Kf_{\text{вых}} = n^N$, где n — коэффициент деления делителей частоты. Если $n = 10$, то при $N = 7$ число выходных частот равно 10^7 . Отсюда легко определить дискретность установки выходных частот синтезатора $\Delta f_{\text{вых}}$ при данном диапазоне $f_{\text{вых}}^{\max} - f_{\text{вых}}^{\min}$: $\Delta f_{\text{вых}} = (f_{\text{вых}}^{\max} - f_{\text{вых}}^{\min})/(Kf_{\text{вых}})$. Если диапазон частот равен 1 МГц, а число выходных частот 10^7 , то дискретность установки частоты равна 0,1 Гц.

Электронные переключатели управляются кнопками или дистанционно напряжением 12,6 В.

В качестве примера на рис. 4-16 приведены структурные схемы блоков прямого синтеза частот: основного и вспомогательного, $БСЧ$, входящего в основной. По схемам можно проследить, как образуются выходные частоты (МГц) с восьмым знаком после запятой. В схемах опущены усилители и фильтры.

В синтезаторе с *косвенным синтезом* частотная декада (рис. 4-17) представляет собой активный фильтр (выделен штриховой линией),

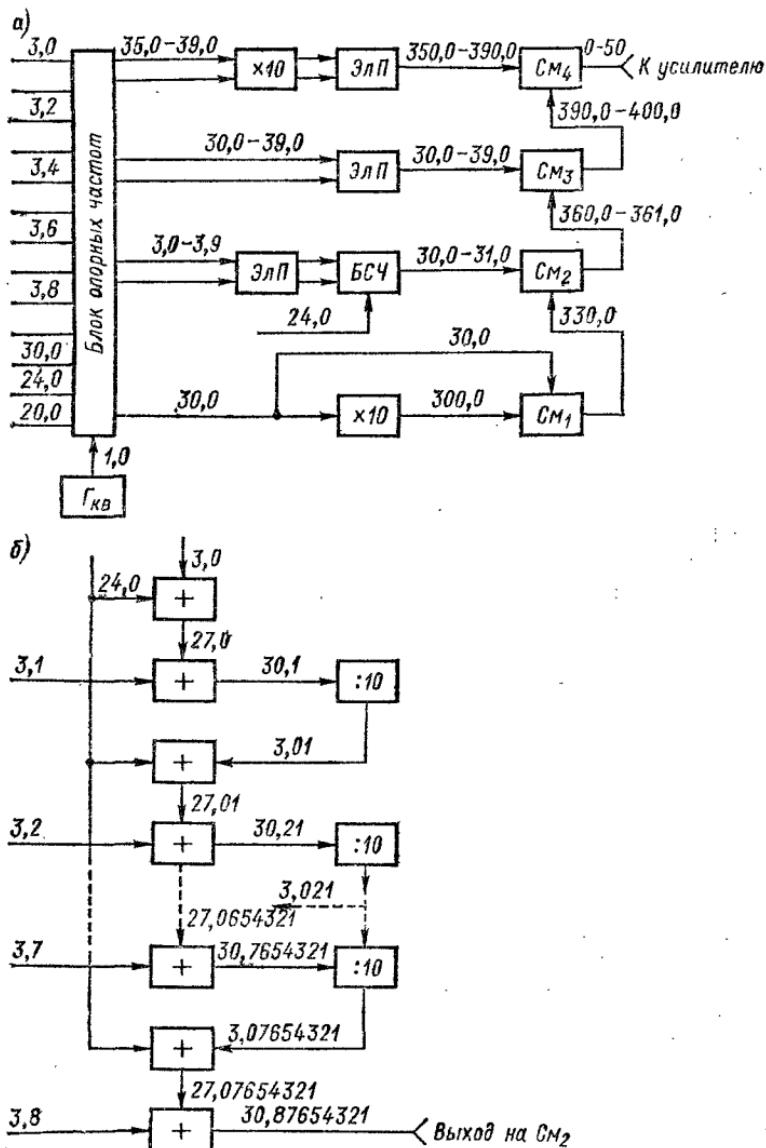


Рис. 4-16. Схема основного (а) и вспомогательного (б) блоков прямого синтеза

состоящей из генератора с электронной перестройкой частоты Γ_9 , регулируемого элемента РЭ, фазового детектора ФД и фильтра нижних

частот Φ . В такой частотной декаде осуществляется фазовая автоподстройка частоты генератора G_3 с одной из гармоник опорной частоты $f_{оп}$, получаемой от умножителя частоты $УМ$. Для расширения диапазона выходных частот в активный фильтр вводят делители и смесители частоты синхронизированного сигнала. Делители выполняют с дробным коэффициентом деления, что позволяет увеличить число выходных частот и уменьшить их дискретность.

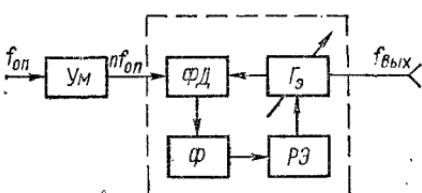


Рис. 4-17. Структурная схема частотной декады косвенного синтеза

автоматизации измерительных и контрольных операций в различных отраслях народного хозяйства. Все эти приборы разрабатываются в едином конструктивном исполнении, на унифицированных узлах, с согласованными уровнями выходных и входных сигналов и сигналов дистанционного управления.

4-6. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Генераторы импульсных сигналов являются источниками видеоимпульсов с известной формой, длительностью, частотой повторения и высотой. Основная форма импульсов прямоугольная. Прямоугольный импульс идеальной формы характеризуется длительностью t и высотой U . Реальная форма импульса отличается от идеальной, и для его характеристики существуют обязательные правила. Длительность импульса определяется на уровне 0,5 U . Высота импульса ограничивается точкой пересечения усредненной линии вершины импульса с его фронтом. Длительность фронта τ_ϕ соответствует времени нарастания импульса от 0,1 U до 0,9 U ; длительность спада τ_c — времени убывания сигнала от 0,9 U до 0,1 U . Импульс принимается прямоугольным в том случае, если τ_ϕ и τ_c меньше 0,3 t . Выбросы на вершинах импульсов и в паузе между ними оцениваются в процентах от высоты импульса.

Имеются генераторы импульсных сигналов специальной формы — пилообразной, трапецидальной, колоколообразной.

Генераторы импульсных сигналов прямоугольной формы разделяются по назначению на три группы: генераторы общего применения; генераторы с точной установкой параметров сигнала; генераторы кодовых комбинаций и псевдослучайных последовательностей импульсов.

Генераторы первых двух групп выполняются одноканальными и многоканальными с числом каналов 2, 3 или 5. В одноканальных генераторах на одном или нескольких связанных выходах получают последовательность импульсов одинаковой длительности и частоты повторения; изменять можно высоту и полярность. В многоканальных — на нескольких не связанных между собой выходах получают синхронные последовательности импульсов с возможностью независимого изменения на каждом выходе длительности, высоты и полярности. Генераторы второй группы выпускаются с точной калибровкой одного из параметров: амплитуды, длительности, частоты повторения и временных сдвигов.

Совокупность генераторов импульсных сигналов обеспечивает получение импульсов длительностью от долей на микросекунды до единиц

секунд, частоту повторения — от долей герца до сотен мегагерц, вязкость — от единиц милливольт до десятков вольт.

Генераторы общего применения используются для запуска радиотехнических устройств, для модуляции сигналов ультравысокочастотных и сверхвысокочастотных генераторов, для исследования импульсных характеристик полупроводниковых и электронных приборов.

Генераторы с точной установкой параметров импульсов применяются для проверки переходных характеристик широкополосных усилителей и осциллографов; поверки генераторов общего применения и измерителей временных интервалов.

Генераторы кодовых комбинаций и пакетов импульсов, а также их псевдослучайной последовательности используются для испытания логических схем и устройств, аппаратуры каналов связи с импульсно-кодовой модуляцией, интегральных схем, устройств вычислительной техники. Эти генераторы выпускаются с устройствами программируемого и дистанционного управления параметрами сигналов и пригодны для использования в автоматических системах различного назначения.

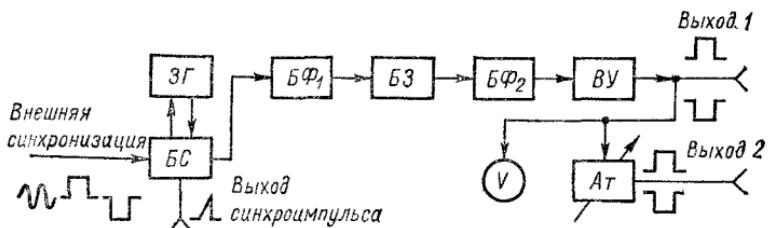


Рис. 4-18. Структурная схема генератора импульсных сигналов

Специальные генераторы пилообразных импульсов применяются для модуляции сигналов генераторов шума, генераторов качающейся частоты (спип-генераторов), для измерения амплитудно-частотных характеристик.

Основными характеристиками импульсных генераторов являются: частота повторения F , длительность импульса τ , длительность фронта τ_{ϕ} , длительность спада τ_c , максимальное значение амплитуды, минимальная скважность и погрешность установки параметров импульса.

Несмотря на многообразные требования к генераторам прямоугольных импульсов, большинство их строится по одинаковой структурной схеме (рис. 4-18), в которой осуществляется последовательное поблочное формирование параметров импульсов.

Задающий генератор ZG вырабатывает синусоидальное или импульсное напряжение. В первом случае оно выполняется по схеме RC -или LC -генератора, во втором — по одной из схем релаксационных генераторов. Частота генерации определяет частоту повторения последовательности импульсов. Предусмотрена синхронизация задающего генератора от внешнего источника через блок синхронизации BS . В этом же блоке напряжение задающего генератора преобразуется в последовательность коротких импульсов, с помощью которых запускается блок формирования импульсов $B\Phi_1$. Эти же импульсы можно использовать в качестве синхроимпульсов для внешних устройств — осциллографов и др.

С помощью блока задержки BZ можно сдвигать начальное положение импульсов на выходе генератора. Во втором блоке формирования $B\Phi_2$ устанавливается нужная длительность импульса τ , а в выходном

усилителе *ВУ* — необходимое значение амплитуды и полярность. С помощью резистивного аттенюатора *Ат* на втором выходе устанавливаются импульсы с высотой, в 10^n раз ($n = 1, 2, 3$ и 4) меньшей, чем на первом выходе. Контроль высоты импульсов осуществляется пиковым вольтметром; иногда высота импульса сравнивается с опорным напряжением.

Форма выходных импульсов сохраняется при работе генератора на определенную нагрузку, которая у разных генераторов составляет 50, 75, 500 и 1000 Ом.

4-7. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Шумовым сигналом называется совокупность одновременно существующих электрических колебаний, частоты и амплитуды которых носят случайный характер. Типичным примером шумового сигнала являются электрические флюктуации. Генераторы шума вырабатывают шумовые измерительные радиотехнические сигналы с нормированными статистическими характеристиками.

Генераторы шума применяются в качестве источников флюктуационных помех при исследовании предельной чувствительности радиоприемных и усиленных 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 к генераторам шума является равномерность спектрального состава шумового сигнала в возможно большей полосе частот, от 0

до ∞ («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).

Обобщенная структурная схема генератора шума (рис. 4-19) состоит из источника шума *ИШ*, широкополосного усилителя *У* и аттенюатора *Ат*. Измеритель выхода *ИВ* позволяет контролировать уровень выходного сигнала в единицах напряжения (на низких частотах) или в единицах спектральной плотности мощности шума. К источнику шума предъявляются следующие требования: равномерность спектральной плотности мощности в заданной полосе частот; достаточное выходное напряжение (мощность) шумового сигнала; неизменность и воспроизведимость 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

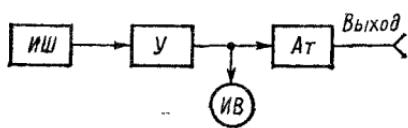


Рис. 4-19. Упрощенная структурная схема генератора шумовых сигналов

и полупроводниковые диоды, фотоэлектронные умножители и газоразрядные лампы.

Шум, возникающий в резисторе, обусловлен хаотическим тепловым движением электронов, которое прекращается только при абсолютном нуле. Среднеквадратическое значение напряжения шумового сигнала резистора определяется следующей формулой:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kT\Delta f_s}, \quad (4-4)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — температура, К; R — сопротивление резистора, Ом, при нормальной температуре $T_0 = 290$ К; Δf_s — эквивалентная полоса пропускания, в которой определяется напряжение, Гц.

Если нагрузить шумящий резистор другим, равным ему по сопротивлению, то на втором резисторе выделится мощность

$$P_{\text{ш}} = U_{\text{ш}}^2 / 4R = kT\Delta f_s. \quad (4-5)$$

Отсюда можно определить спектральную плотность мощности шума

$$S(f) = P_{\text{ш}} / \Delta f_s = kT. \quad (4-6)$$

Спектральная плотность мощности шума резистора при нормальной температуре равна $S(f) = kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц. Произведение kT_0 удобно использовать в качестве единицы спектральной плотности мощности. Например, 5 kT_0 означает, что температура шумящего резистора в пять раз выше нормальной и спектральная плотность равна $2 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц.

Из выражения (4-4) можно найти сопротивление резистора: $R = U_{\text{ш}}^2 / (4kT\Delta f_s)$; отсюда следует, что активные элементы, в которых возникают шумы, можно заменять эквивалентным шумящим резистором, шумовое сопротивление $R_{\text{ш}}$ которого при нормальной температуре T_0 равно: $R_{\text{ш}} = U_{\text{ш}}^2 / (4kT_0\Delta f_s)$.

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; Δf — 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 регулируются изменением тока накала диода.

В качестве источника шума широко используются полупроводниковые диоды, низкочастотные и высокочастотные, работающие в диапазоне 20 Гц — 20 кГц и 60—80 МГц соответственно. Последние часто используются и в низкочастотных генераторах шума (путем гетеродинного переноса частот).

Газоразрядные трубы являются источниками шума в диапазоне сверхвысоких частот — от 500 МГц до 12 ГГц. Шум обусловлен беспорядочным движением электронов в ионизированном газе (плазме). Под влиянием приложенного электрического поля они движутся с высокой скоростью, поэтому мощность шума достигает относительно больших значений. Спектральная плотность мощности равна kT_e , где T_e — «электронная температура», зависящая от состава газа и его давления. Значение T_e достигает нескольких десятков тысяч кельвинов.

Рассмотрим особенности построения генераторов шумовых сигналов в зависимости от диапазона частот.

Низкочастотный генератор шума (Г2-47) строится по схеме прямого усиления шумовых сигналов, получаемых от полупроводникового диода в диапазоне 0—20 кГц. Усиление сигнала осуществляется транзисторными усилителями, между которыми включены полосовые фильтры, формирующие поддиапазоны частот 250—3500 Гц и 40—12 000 Гц. Выходной усилитель мощности с переключаемой обратной связью обеспечивает выход сигнала на нагрузки 6, 60 и 600 Ом. Предусмотрен ступенчатый аттенюатор до 100 дБ и вольтметр, шкала которого проградуирована в среднеквадратических значениях напряжения. Неравномерность спектра «белого» шума не более 2 дБ.

Низкочастотный генератор шума (Г2-37), работающий в диапазоне видеочастот (15 Гц — 6,5 МГц), строится на принципе переноса спектра источника шума из области высоких частот в рабочий диапазон методом гетеродинирования. Источник шума — полупроводниковый диод

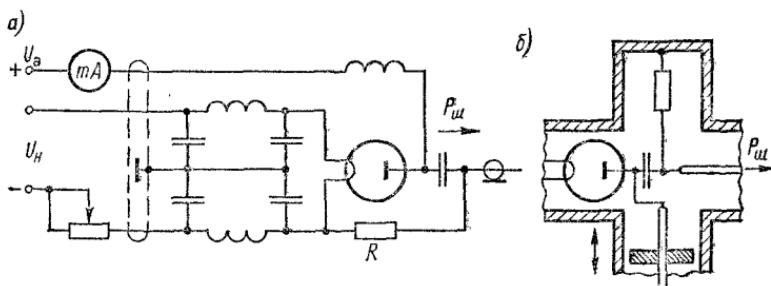


Рис. 4-20. Генератор шумовых сигналов на вакуумном диоде: *а* — схема; *б* — конструкция

2Г401Б — вырабатывает шум в диапазоне частот до 80 МГц. Полосовой усилитель с полосой 63—77 МГц соединен со смесителем, на второй вход которого подано напряжение гетеродина, работающего на частоте 70 МГц. В результате на выходе смесителя получаются два сигнала разностных частот, лежащих выше и ниже частоты гетеродина. Частотный диапазон каждого из них 0—7 МГц. Оба сигнала суммируются и поступают на фильтры низких частот, формирующие рабочие полосы поддиапазонов 0—20 кГц, 0—600 кГц или 0—6,5 МГц. Низкочастотные составляющие 0—15 Гц подавляются в последующем видеоусилителе, с выхода которого сигнал поступает на ступенчатый аттенюатор и вольтметр. Выходное сопротивление 50 и 600 Ом. Выходное напряжение регулируется в пределах 3 мкВ — 1 В плавно и ступенями через 10 дБ при внешней нагрузке не менее 10 кОм.

Высокочастотный генератор шума (Г2-32) работает на насыщенном вакуумном диоде типа 2Д2С (рис. 4-20), заключенным в коаксиальную конструкцию, оканчивающуюся разъемом для соединения с нагрузкой. Этот генераторный блок соединен экранированными проводами с блоком питания и управления, в котором размещены стабилизированные источники питания цепи накала U_n и цепи анода диода U_a , модулирующий генератор и миллиамперметр, шкала которого градуируется в единицах kT_0 .

Мощность шума диода $P_{\text{ш}} = i_{\text{ш}}^2 R = 2e I_s R \Delta f$, где R — сопротивление резистора нагрузки диода, тепловым шумом которого можно пренебречь. Отсюда следует, что спектральная плотность мощности прямо пропорциональна току эмиссии диода: $kT_0 = P_{\text{ш}} / \Delta f = 2e I_s R = a I_s$.

Пределы регулирования реостатом накала диода выходной спектральной плотности мощности $1-50 kT_0$. При необходимости уменьшения спектральной плотности между выходом генератора и входом исследуемого устройства включают аттенюаторы коаксиальной конструкции с одним значением ослабления. Выходное сопротивление генератора определяется диаметрами коаксиального разъема и в большинстве случаев равно 75Ω .

Сверхвысокочастотные генераторы шумовых сигналов работают на газоразрядных трубках. Для частот от 500 МГц до 4 ГГц это генераторы коаксиальной конструкции и с коаксиальными выходными разъемами, для частот выше 4 ГГц — волноводной конструкции. Генератор коаксиальной конструкции (рис. 4-21, а) представляет собой цилиндрическую металлическую камеру, в центре которой помещается газоразрядная трубка. Вокруг трубы располагается металлическая спираль,

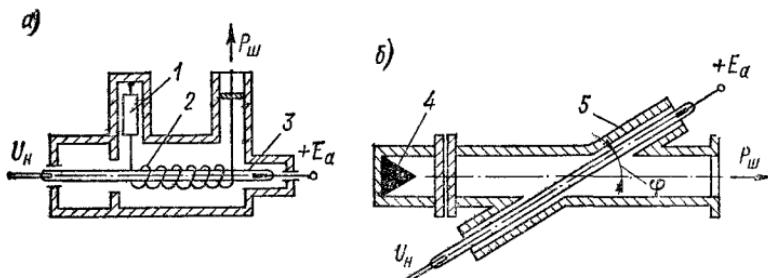


Рис. 4-21. Генератор шумовых сигналов на газоразрядных трубках

1 — согласующий резистор; 2 — спираль связи; 3 — газоразрядная трубка;
4 — согласующая нагрузка; 5 — предельный волновод

охватывающая столб плазмы и являющаяся элементом связи горящей трубы с коаксиальной линией. Один конец спирали соединен с поглощающим (согласующим) резистором, второй — с выходным разъемом. Выходное сопротивление генератора определяется волновым сопротивлением коаксиальной линии, т. е. диаметром и шагом спирали, и составляет 50 или 75Ω . Перекрытие по частоте не превышает 4; спектральная плотность мощности шума не регулируется и указывается в паспорте генератора в пределах от 20 до $80 kT_0$. Имеются генераторы со вторым выходом через направленный ответвитель; здесь спектральная плотность составляет $1-6 kT_0$.

Генератор шума волноводной конструкции представляет собой отрезок прямоугольного волновода (рис. 4-21, б) с газоразрядной трубкой, пересекающей его широкую стенку под углом $\varphi = (8-10)^\circ$. Такое расположение обеспечивает согласование горящей трубы с волноводом. Один конец отрезка волновода оканчивается стандартным фланцем для подключения внешней согласованной нагрузки, а в другом помещена клиновидная внутренняя согласующая нагрузка. Спектральная плотность мощности шума составляет $60 kT_0$. Имеются генераторы со вторым выходом через направленный ответвитель; в этом случае спектральная плотность мощности равна $5 kT_0$. Перекрытие по частоте не более 1,5. Анодный и катодный концы трубы выступают за пределы волновода и могут излучать шумовую мощность и создавать помехи. Для уменьшения этих помех концы трубы экранируются предельными волноводами.

В качестве образцовых генераторов шума в диапазоне СВЧ применяют тепловые генераторы, работающие при высокой или низкой

температуре. Источник шума представляет собой стержневой или клиновидный резистор, помещенный в коаксиальную или волноводную линию, нагреваемый до 460°C (733 K). При такой температуре спектральная плотность мощности составляет $1 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц. Для обеспечения постоянства температуры резистора применяется термостат с автоматическим управлением. В низкотемпературном генераторе резистор погружается в жидкий азот или гелий; спектральная плотность мощности азотного генератора $1 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, гелиевого — $1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

5-1. НАЗНАЧЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Электронно-лучевой осциллограф является универсальным измерительным прибором. С его помощью можно визуально наблюдать и документально фиксировать периодические непрерывные и импульсные сигналы, непериодические и случайные сигналы, а также мгновенные одиночные явления. Исследуемый сигнал отображается на экране осциллографа в виде светящихся линий или фигур, называемых осциллограммами. Осциллограмма представляет собой функциональную зависимость двух или трех величин: $y = f(x)$ или $y = \varphi(x, z)$. Большинство сигналов удобно рассматривать в реальном масштабе времени, поэтому чаще всего используется функциональная связь вида $y = f(t)$ или $y = \varphi(t, z)$.

Электронно-лучевые осциллографы применяются также для измерения напряжения, временных интервалов и длительности сигналов, частоты и фазового сдвига, параметров модулированных сигналов и многих физических величин, преобразованных в электрические сигналы. На базе осциллографа созданы приборы для измерения переходных, частотных и амплитудных характеристик различных электро- и радиотехнических устройств. Широкое распространение электронно-лучевых осциллографов обусловлено возможностью их использования в полосе частот от нуля до десятков гигагерц, в пределах напряжений сигнала от долей милливольта до сотен вольт при длительностях от единиц наносекунд до нескольких секунд.

Электронно-лучевые осциллографы подразделяют на универсальные, скоростные, стробоскопические, запомина-

ющие и специальные. Все они могут быть одно- и двухлучевыми и двухканальными. Имеется многолучевой осциллограф типа С1-33 с пятью каналами. Наибольшее распространение получили универсальные осциллографы, которые выполняются по структурной схеме, представленной на рис. 5-1. Любой универсальный осциллограф состоит из электронно-лучевой трубки, трех электрических каналов управления лучом, калибратора K и блока питания (на схеме не показан).

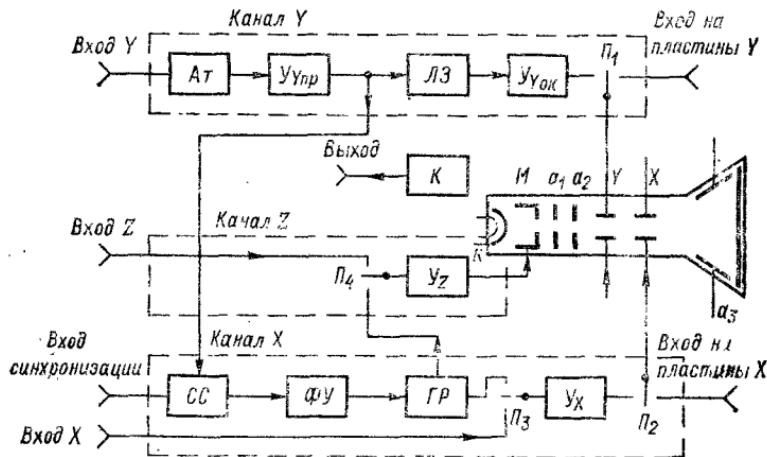


Рис. 5-1. Структурная схема осциллографа

По каналу Y поступает исследуемый сигнал u_Y , вызывающий вертикальное отклонение луча в электронно-лучевой трубке. В канал Y входят: аттенюатор At для ослабления больших сигналов; предварительный усилитель $U_{Y\text{пр}}$ для усиления малых сигналов; линия задержки LZ для небольшой временной задержки сигнала; оконечный усилитель $U_{Y\text{ок}}$, на выходе которого вырабатывается симметричный противофазный сигнал, поступающий на две вертикально отклоняющие пластины Y . Переключателем P_1 можно отключить канал Y и соединить пластины Y непосредственно с гнездами «Вход на пластины Y ». Этот вход используется в том случае, если частота сигнала выше верхней граничной частоты канала Y , а напряжение его не требует усиления.

По каналу X поступает напряжение u_X , вызывающее горизонтальное отклонение луча. Одновременное действие двух напряжений u_Y и u_X на электронный луч трубы вызывает появление осциллограммы, отображающей зависи-

симость $u_Y = f(u_X)$ или $u_Y = f(t)$. Напряжение u_X называют развертывающим напряжением, а канал X — каналом развертки. Главным узлом канала X является генератор развертки GP , вырабатывающий напряжение, пропорциональное времени: $u_X = mt$; для управления частотой развертывающего напряжения используется напряжение синхронизации, поступающее из канала Y или от внешнего источника через селектор синхронизации CC и формирующее устройство ΦU . В канале X имеется усилитель U_X , вход которого с помощью переключателя P_3 можно присоединить к выходу генератора развертки или к зажимам «Вход X ». Выходное двухфазное напряжение усилителя поступает на пластины X .

По каналу Z через усилитель U_Z и переключатель P_4 подают напряжение от генератора развертки или внешнего источника через «Вход Z » для управления яркостью электронного луча.

В двухлучевых осциллографах применяются электронно-лучевые трубы с двумя электронными пушками и двумя парами пластин Y ; для управления ими предусматриваются два отдельных канала Y . В двухканальных осциллографах используется обычная однолучевая трубка и один быстродействующий электронный коммутатор, подключающий выходы двух каналов Y к отклоняющим пластинам Y . Канал горизонтального отклонения всегда один.

Основными характеристиками осциллографов являются: диапазон измеряемых напряжений; диапазон измеряемых интервалов времени; полоса пропускаемых частот канала Y или время нарастания переходной характеристики, выброс на ней и ее неравномерность; диапазон значений коэффициента отклонения канала Y , мВ/дел (В/дел); диапазон значений коэффициента развертки (длительности развертки), мкс/дел; входные сопротивления и емкости канала Y , канала X , канала Z , входа синхронизации и входов на пластины Y и X ; диапазон частот и амплитуд напряжения внешней синхронизации (длительность импульсов синхронизации); диапазон частот и амплитуд напряжения в канале Z ; параметры сигнала на выходе калибратора (амплитуда, частота, форма).

5-2. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

В осциллографах применяются электронно-лучевые трубы с электростатическим формированием и управлением лучом. Простейшая однолучевая трубка представляет со-

бой стеклянный баллон с высоким вакуумом (10^{-5} — 10^{-7}) 133 Н/м², внутри которого жестко закреплены электронная пушка (прожектор) и две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих пластин. На дно баллона нанесен слой люминофора, преобразующий кинетическую энергию электронов луча в световое излучение.

В электронную пушку входит подогревный катод K (рис. 5-1), управляющий электрод (модулятор) M и два анода a_1 и a_2 . Изменяя постоянное напряжение на модуляторе относительно катода, можно управлять интенсивностью луча, т. е. яркостью свечения экрана. Первый анод служит для фокусировки луча на экране трубы в четкое пятно минимального диаметра, второй — для ускорения электронов. Питание электродов трубы осуществляется по схеме рис. 5-2, которая особых пояснений не требует. Скорость пролета электронов вдоль оси трубы определяется потенциалом второго анода U_{a2} относительно катода и вычисляется по формуле

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} U_{a2}}, \quad (5-1)$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона, $m = 0,91 \cdot 10^{-30}$ кг — его масса, v — скорость, м/с.

При исследовании сверхбыстрых процессов с малой частотой повторения или однократных явлений (электрический разряд, искра и т. п.) луч при данной скорости, определяемой по формуле (5-1), не успевает возбудить люминофор и яркость осциллограммы может быть недостаточной для наблюдения и, особенно, фотографирования. Увеличивать напряжение на втором аноде нельзя из-за опасности электрического пробоя между соседними электродами. Поэтому применяют послеускорение электронов при помощи третьего анода a_3 , напряжение на котором больше U_{a2} . Третий анод располагают между отклоняющими пластинами и экраном; он представляет собой кольцо из аквардага, нанесенное на внутреннюю поверхность баллона трубы.

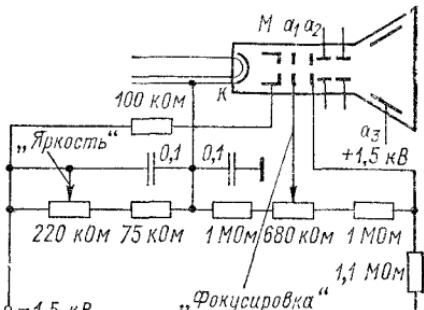


Рис. 5-2. Схема питания электродов трубы

Осциллографические трубы характеризуются следующими основными характеристиками: чувствительностью, полосой пропускания, рабочей площадью экрана, шириной линии луча и типом люминофора. Чувствительностью трубы h_t называют отношение отклонения луча на экране трубы h к напряжению U , приложенному к отклоняющим пластинам (рис. 5-3, а) : $h_t = h/U$. Отклонение луча h под действием напряжения U определяется следующим выражением:

$$h = \frac{Ul_{\pi} [l_t + (l_{\pi}/2)]}{2dU_{a2}},$$

где l_t — расстояние от отклоняющей пластины до экрана; l_{π} — длина пластины; d — расстояние между ними.

Отсюда чувствительность трубы

$$h_t = \frac{l_{\pi} [l_t + (l_{\pi}/2)]}{2dU_{a2}}. \quad (5-2)$$

У современных осциллографических электронно-лучевых трубок чувствительность отклоняющих пластин Y составляет от 1 до 5 мм/В, а пластин X — от 0,6 до 1 мм/В.

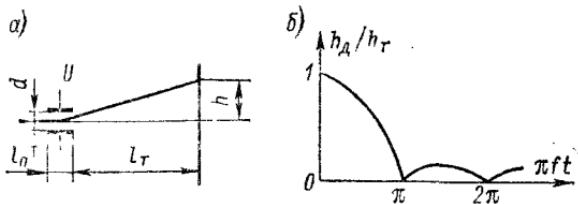


Рис. 5-3. К процессу отклонения луча

Вместо чувствительности h_t часто применяют понятие коэффициента отклонения луча $K_t = 1/h_t = U/h$. Формулой (5-2) можно пользоваться при условии, что в течение интервала времени пролета электронов вдоль пластин отклоняющее напряжение на них сохраняется неизменным. Это справедливо только на низких частотах и на высоких, меньших некоторой критической частоты f_{kp} . При подаче на пластины U напряжения высокой частоты (несколько сотен мегагерц) интервал времени пролета электронов вдоль пластин становится сравнимым с периодом отклоняющего напряжения и последнее приобретает разные значения. Это явление вызывает изменение чувствительности в зависимости от частоты исследуемого сигнала.

Для определения отклонения луча при высоких частотах ($f_{раб} \geq f_{кр}$) введено понятие динамической чувствительности трубыки:

$$h_d = h_t \frac{\sin \pi f t}{\pi f t}, \quad (5-3)$$

где f — частота отклоняющего напряжения; $t = l_n/v$ — время пролета электронов вдоль отклоняющих пластин.

При $f \ll 1/t$ $h_d = h_t$; с увеличением частоты h_d уменьшается и при частоте $f_0 = 1/t = v/l_n$, когда аргумент $\pi f t = \pi$, 2π и т. д., становится равной нулю (рис. 5-3, б). Критической частотой трубыки $f_{кр}$ называют такую частоту, при которой $h_d/h_t = 0,707$; $f_{кр} \approx 0,44f_0$.

Кроме влияния времени пролета электронов на частотные возможности трубыки, большое значение имеет емкость между отклоняющими пластинами, между пластинами и другими электродами, а также индуктивность выводов. Все это ограничивает рабочую частоту трубок примерно до 100 МГц.

Для исследования сигналов на- носекундной длительности разработаны трубыки с отклоняющими устройствами, работающими по принципу бегущей волны. В такой трубке (рис. 5-4, а) вместо вертикально отклоняющих пластин помещен прямогоугольный коробчатый экран (рис. 5-4, б), внутри которого размещена ленточная спираль 2. Электромагнитная волна распространяется вдоль спирали с некоторой фазовой скоростью; если скорость электронов в луче 4 уравнять с этой фазовой скоростью, то влияние времени пролета электронов исключается. Отклоняющее напряжение вводится через коаксиальные разъемы 1, 3, гнезда которых размещены непосредственно на баллоне. Рабочая частота трубок такой конструкции достигает нескольких сотен мегагерц.

Экран осциллографической трубыки представляет собой тонкий слой люминофора, нанесенный на внутреннюю сторону торцевой стенки (дна) баллона. Трубыки выпускаются с диаметрами экрана от 70 до 180 мм; рабочая площадь экрана значительно меньше — от 30×50 до 100×120 мм. На внутреннюю поверхность дна баллона наносится мас-

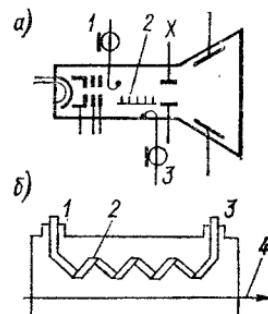


Рис. 5-4. Устройство электронно-лучевой трубыки с линией бегущей волны

табная сетка, что исключает погрешность отсчетов размеров изображения, связанную с параллаксом.

Важной характеристикой экрана является его послесвечение. Длительностью послесвечения называют интервал времени (после прекращения действия электронного луча), в течение которого яркость изображения уменьшается до 1 %. Коротким послесвечением называют интервал менее 0,01 с, средним — до 0,1 с, длительным — более 0,1 с. Трубки с длительным послесвечением облегчают наблюдение непериодических и медленно изменяющихся сигналов.

Химический состав люминофора определяет цвет свечения экрана. Для визуального наблюдения применяют трубы с желто-зеленым цветом свечения, который присущ люминофору из ортосиликата цинка (велинита), активированного марганцем ($Zn_2SiO_4 : Mn$). Для фотографирования с экрана осциллографа или для записи на кинопленку применяют трубы с голубым свечением экрана, что обеспечивает вольфрамат кальция ($CaWO_4$).

Ширина линии луча определяется качеством фокусировки (при данной яркости) и составляет 0,6—1 мм.

Электронно-лучевые запоминающие трубы с видимым изображением позволяют воспроизводить изображение сигнала после его прекращения через интервал времени от нескольких минут до нескольких суток. Запоминающие трубы отличаются повышенной яркостью свечения экрана, до нескольких тысяч кандел на квадратный метр. С их помощью можно исследовать однократные единичные процессы без обязательного фотографирования.

Имеются знакопечатающие трубы, на экране которых воспроизводятся буквы, цифры и другие знаки, что позволяет получать результат измерения и контролировать режим осциллографа в цифровой форме, для чего в состав осциллографа вводятся микропроцессоры или микро-ЭВМ.

5-3. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ РАЗВЕРТКИ

Если на электронный луч одновременно воздействуют два переменных напряжения u_y и u_x , то на экране осциллографа появляется осциллограмма в виде линии или фигуры, представляющей собой исследуемый сигнал, развернутый по оси X по закону изменения напряжения развертки. В зависимости от формы последнего развертка бывает линейной и синусоидальной. Используются также круговая и спиральная развертка.

Линейная развертка. Наиболее распространенным видом развертки осциллографа является линейная развертка. Напряжение этой развертки имеет форму пилообразного импульса, т. е. возрастает пропорционально времени, и поэтому луч с равномерной скоростью перемещается по экрану слева направо. В момент достижения лучом края экрана напряжение развертки в идеальном случае мгновенно уменьшается до нуля и луч также мгновенно перебрасывается к левому краю экрана трубы. Далее процесс повторяется и луч чертит на экране прямую линию развертки. Напряжение развертки подается на пластины X , и поэтому линия развертки горизонтальна. Развертка будет линейной, если в пределах ее длительности пилообразное напряжение (рис. 5-5, а) изменяется пропорционально времени:

$$u_X = \frac{U_{\max}}{T_X} t, \quad (0 < t \leq T_X), \quad (5-4)$$

где U_{\max} — размах пилообразного напряжения, T_X — его длительность.

При подаче на пластины Y напряжения исследуемого сигнала u_Y луч получает дополнительное отклонение по вертикали и на экране появляется осциллографмма сигнала в функции времени: $u_Y = f(t)$ (рис. 5-6). Для наблюдения и фотографирования осциллографммы она должна быть неподвижной, что возможно только при соблюдении равенства или кратности длительности развертки T_X периоду сигнала T_Y : $T_X = nT_Y$ ($n = 1, 2, 3, \dots$).

Реальная форма пилообразного напряжения развертки отличается от идеализированной (рис. 5-5, б): импульс нарастает нелинейно и спадает до нуля не мгновенно. Поэтому луч движется по экрану с непостоянной скоростью и в осциллографмме появляются искажения. Реальная форма кривой развертывающего напряжения получается от релаксационных генераторов развертки, работающих на принципе заряда и разряда конденсатора через резистор или стабилизатор.

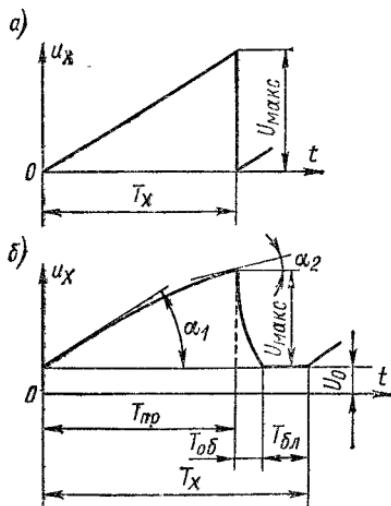


Рис. 5-5. Форма напряжения линейной развертки: а — идеализированная; б — реальная

тор тока. Кривая напряжения состоит из трех участков, соответствующих интервалам времени прямого $T_{\text{пр}}$ и обратного $T_{\text{об}}$ хода луча и блокировки $T_{\text{бл}}$. Сумма этих интервалов (длительностей) составляет период развертки $T_X = T_{\text{пр}} + T_{\text{об}} + T_{\text{бл}}$. Рабочим интервалом времени является прямой ход луча; его длительность много больше длительности обратного хода. Длительность блокировки определяется временем восстановления транзисторной схемы генератора развертки и при высокочастотной развертке может быть соизмерима с длительностью прямого хода луча.

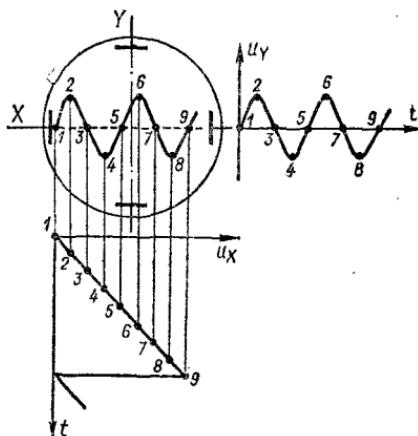


Рис. 5-6. Получение осциллограммы при линейной развертке

Линейная периодическая развертка характеризуется частотой развертки, размахом пилообразного напряжения, коэффициентом нелинейности, скоростью перемещения луча или коэффициентом развертки.

Частота развертки $f_X = 1/T_X$ определяет число перемещений луча по экрану трубы в течение одной секунды. Применяются развертки с частотами от единиц герц до десятков мегагерц. Размах $U_{\text{макс}}$ напряжения развертки должен быть достаточным для полного отклонения луча в пределах экрана трубы и поэтому составляет сотни вольт. Коэффициент нелинейности $\delta_X = \frac{\operatorname{tg} \alpha_1 - \operatorname{tg} \alpha_2}{\operatorname{tg} \alpha_1} \cdot 100$ характеризует непостоянство скорости движения луча в пределах его прямого хода. Здесь α_1 и α_2 (рис. 5-5, б) — углы между кривой напряжения и осью абсцисс в начале и конце прямого хода. Коэффициент нелинейности в универсальных осциллографах достигает 5, а в специальных — 0,1 %.

Скоростью развертки v называют путь прямого хода луча в единицу времени: $v = U_{\max} h_X / T_{\text{пр}} = l / T_{\text{пр}}$, где h_X — чувствительность электронно-лучевой трубы по оси X , см/В; l — отрезок пути луча, обычно принимаемый равным диаметру (ширине) экрана. Скорость развертки в универсальных осциллографах составляет от единиц сантиметров до десятков километров в секунду, а в скоростных — достигает десятков тысяч километров в секунду.

Вместо скорости удобнее пользоваться коэффициентом развертки $K_X = 1/v = t/l$, которым определяется время, необходимое для пробега лучом пути в 1 см (1 дел) вдоль оси X . Универсальные осциллографы характеризуются коэффициентом развертки от 10 с/см до 10 нс/см, а скоростные — от 10 мкс/см до 0,1 нс/см.

Линейная непрерывная развертка пригодна для наблюдения любых непрерывных периодических сигналов и последовательностей импульсов с малой скважностью. При исследовании импульсов с большой скважностью, у которых период повторения много больше длительности импульсов, может быть два случая: период развертки установлен равным периоду повторения и период развертки близок к длительности импульса; в обоих случаях осциллограммы непригодны для наблюдения. В первом изображение импульса будет слишком узким, во втором — бледным и неустойчивым. Причина малой яркости и неустойчивости заключается в том, что за период повторения импульсов совершается много пробегов луча, из которых лишь один «рисует» импульс. Непериодические, случайные и однократные сигналы наблюдать с помощью периодической развертки принципиально невозможно.

Осциллографирование импульсов большой скважности, а также непериодических, случайных и однократных сигналов осуществляют с помощью линейной ждущей развертки. Сущность ее заключается в том, что в отсутствии сигнала на входе Y развертывающее напряжение не вырабатывается, генератор развертки «ждет»; поступающий на вход Y исследуемый сигнал через блок синхронизации (см. рис. 5-1) запускает генератор развертки, который вырабатывает одиночный пилообразный импульс, поступающий на пластины X . Длительность и коэффициент развертки должны соответствовать аналогичным параметрам сигнала. Для воспроизведения на экране осциллографа переднего фронта сигнала и, нужно, чтобы импульс развертки поступил на пластины X чуть раньше, чем исследуемый сигнал на пластины Y . Для этого последний нужно задержать на неко-

торый интервал времени t_3 (рис. 5-7). Задержка осуществляется в канале Y с помощью линии задержки LZ (см. рис. 5-1). Длительность прямого хода луча следует устанавливать несколько большей длительности исследуемого сигнала.

В режиме «ожидания» электронный луч не движется и находится в левой части экрана, образуя светящуюся точку на люминофоре. Для предотвращения его прогорания следует яркость этой точки ручной регулировкой яркости свести к минимуму или полностью погасить луч. При поступлении сигнала и начале развертки на модулятор трубки через канал Z поступает положительный импульс подсветки, открывающий электронно-лучевую трубку. Длительность импульса подсветки должна быть связана с длительностью прямого хода луча, поэтому он снимается с соответствующей точки схемы генератора развертки.

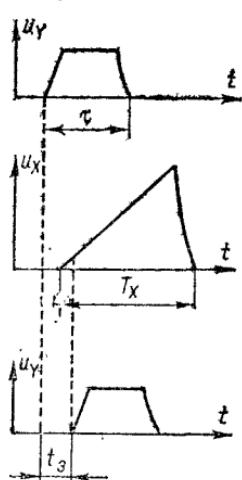


Рис. 5-7. Диаграмма задержки сигнала относительно развертки

В режиме непрерывной развертки линия развертки или осциллограмма существует все время наблюдения, поэтому подсветка не нужна. След обратного хода луча и яркая точка, возникающая во время блокировки, устраняются гасящим импульсом, длительность которого должна быть равной сумме $T_{\text{об}} + T_{\text{бл}}$. Отрицательный гасящий импульс также снимается с некоторой точки схемы генератора развертки и подается на модулятор трубки (на катод — положительный).

Имеются электронно-лучевые трубы, у которых луч не гасится, а выводится за пределы экрана с помощью дополнительных, так называемых бланкирующих пластин, входящих в состав электронной пушки. Необходимое для них напряжение формируется отдельным устройством, управляемым напряжением генератора развертки.

Синусоидальная развертка. Для получения синусоидальной развертки на пластины X подают гармоническое напряжение $u_X = U_X \sin \omega t$. Положительный полупериод напряжения развертки вызывает перемещение луча от центра экрана до его правой границы и обратно; отрицательный полупериод — от центра экрана до его левой границы и обратно к центру. Скорость перемещения луча изменяется

по синусоидальному закону, поэтому, хотя линия развертки представляет собой горизонтальную линию, синусоидальная развертка является нелинейной. Мгновенные значения отклонения луча по горизонтали

$$x = U_x h_x \sin \omega t = a \sin \omega t, \quad (5-5)$$

где a — амплитуда отклонения луча; h_x — чувствительность трубы в горизонтальном направлении.

Если на пластины Y подать напряжение вида $u_Y = U_Y \sin(\omega t + \varphi)$, т. е. той же частоты и формы, что и на пластины X , но имеющее начальный фазовый сдвиг φ , то мгновенные значения отклонения луча по вертикали

$$y = U_y h_y \sin(\omega t + \varphi) = b \sin(\omega t + \varphi), \quad (5-6)$$

где b — амплитуда отклонения луча и h_y — чувствительность трубы в вертикальном направлении.

При одновременном воздействии этих напряжений на луч его след на экране представляет собой фигуру Лиссажу, форму которой легко определить путем исключения времени t из уравнений (5-5) и (5-6) и выражения y через x . Из равенства (5-5) находим

$$\sin \omega t = x/a; \cos \omega t = \sqrt{1 - (x/a)^2} = \sqrt{(a^2 - x^2)/a^2}. \quad (5-7)$$

Подставив в формулу (5-6) значение $\sin(\omega t + \varphi) = \sin \omega t \cos \varphi + \cos \omega t \sin \varphi$ и воспользовавшись формулой (5-7), получаем

$$y = \frac{b}{a} (x \cos \varphi + \sqrt{a^2 - x^2} \sin \varphi). \quad (5-8)$$

Формула (5-8) является уравнением эллипса, т. е. фигура Лиссажу на экране трубы представляет собой эллипс, форма которого зависит от амплитуд отклонений электронного луча по вертикали и горизонтали и начальной фазы одного из напряжений φ . Например, если $\varphi = 0$, то $y = (b/a)x$; если $\varphi = 180^\circ$, то $y = -(b/a)x$, т. е. в этих случаях эллипс вырождается в прямые, наклоненные под углом $\Psi = \operatorname{arctg}(\pm b/a)$ к оси x . При равенстве амплитуд отклонений a и b прямые наклонены под углом 45° или 135° к горизонтальной оси соответственно. Если $\varphi = 90^\circ$ или 270° , то $(x^2/a^2) + (y^2/b^2) = 1$. Это уравнение эллипса с полуосами, совпадающими с осями координат. При условии равенства $a = b = r$ осциллографма принимает вид окружности $x^2 + y^2 = r^2$ с радиусом r . Таким образом, форма и наклон эллипса являются признаками фазового сдвига между отклоняющими напряжениями (рис. 5-8, а).

При неравных частотах и разных начальных фазах фигуры Лиссажу приобретают более сложный вид (рис. 5-8, б).

Осциллограмма при синусоидальной развертке неподвижна только при условии равенства или кратности периодов или частоты приложенных напряжений: $T_X/T_Y = n/m$. При этом в течение интервала времени $T = mT_X = nT_Y$

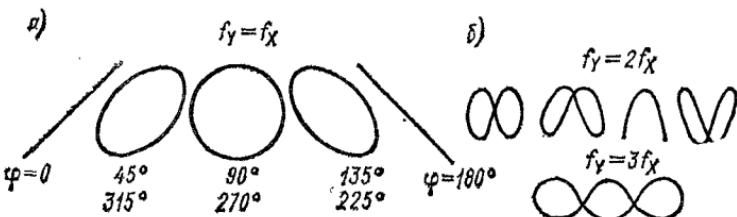


Рис. 5-8. Фигуры Лиссажу: а — при равенстве частот сигнала и развертки, но разных фазовых сдвигах между ними; б — при разных кратностях частот

периоды обоих напряжений повторяются целое число раз и луч возвращается в исходное положение. При дробном n/m изображение перемещается по экрану тем быстрее, чем больше различие частот.

Синусоидальная развертка применяется для измерения фазового сдвига, частоты, параметров модулированных

колебаний и других величин, о чем будет подробно изложено в соответствующих разделах книги.

На основе синусоидальной развертки можно получить так называемую круговую (эллиптическую) развертку. Для этого гармоническое напряжение $u = U \sin \omega t$ с помощью фазо-

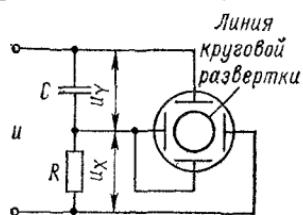


Рис. 5-9. Схема получения круговой развертки

расщепляющей RC -цепи на напряжения, сдвинутые на 90° относительно друг друга. Эти напряжения подаются на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины, в результате на экране осциллографа получается осциллограмма в виде окружности или эллипса — линия круговой развертки. В течение периода развертывающего напряжения окружность совершают один оборот, т. е. число оборотов в секунду равно частоте развертывающего напряжения. Применение круговой развертки удлиняет линию развертки в π раз по сравнению с линейной разверткой и улучшает условия исследования. Круго-

вая развертка используется для измерения фазового сдвига, для сравнения частот и др. Исследуемый сигнал, как правило, подается через канал Z на модулятор трубы и воздействует на яркость следа луча (см. рис. 8-11).

5-4. КАНАЛЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ

Канал вертикального отклонения. Канал Y предназначен для передачи исследуемого сигнала от входа осциллографа на пластины Y с минимальными допустимыми искажениями. На вход осциллографа может быть подан сигнал в виде переменного или постоянного напряжения любого значения, формы и полярности, поэтому в состав канала Y входят: ступенчатый аттенюатор, усилитель, линия задержки и коммутируемый разделительный конденсатор для обеспечения работы осциллографа с открытym или закрытым входом. Канал Y (рис. 5-10) характеризуется вход-

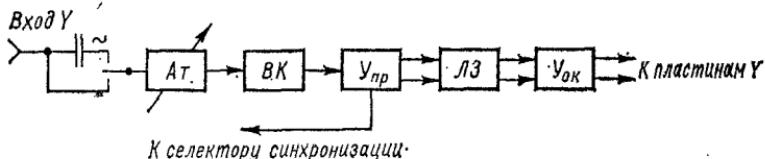


Рис. 5-10. Структурная схема канала вертикального отклонения

ным сопротивлением и входной емкостью; максимальным допустимым входным напряжением; коэффициентом отклонения $K_{\text{отк}}$, В/см (В/дел); нелинейностью отклонения; полосой пропускания; длительностью задержки сигнала.

Аттенюатор At предназначен для калиброванного ступенчатого изменения коэффициента отклонения путем ослабления входного сигнала в 1, 2 и 5 (1, 10, 100) раз. Ослабление не должно зависеть от частоты, поэтому аттенюаторы выполняются по схеме резистивно-емкостного делителя напряжения (см. рис. 1-4, б). Он также обеспечивает высокое входное сопротивление и малую входную емкость. Иногда осциллографу придается дополнительный внешний делитель. При его включении входное сопротивление возрастает, а входная емкость уменьшается в 3-4 раза. Если осциллограф предназначен для исследования широкополосных импульсных сигналов, то наряду с высокоомным входом предусматривается и низкоомный (50 или 75 Ом), представляющий собой нагрузку для коаксиального кабеля, по которому подается исследуемый сигнал.

Сигнал с выхода аттенюатора поступает на вход усилителя, который состоит из входного каскада BK , предварительного $Y_{\text{пр}}$ и оконечного $Y_{\text{ок}}$ усилителей. Коэффициент усиления K_y определяется по чувствительности используемой трубки h_t и минимальному значению коэффициента отклонения: $K_y = 1/(h_t K_{\text{отк}}^{\text{мин}})$. Например, при $K_{\text{отк}}^{\text{мин}} = 1 \cdot 10^{-3}$ В/см и $h_t = 1$ мм/В $K_y = 10^4$.

Входной каскад предназначен для преобразования большого сопротивления аттенюатора в малое выходное сопротивление, необходимое для согласования его с входом транзисторного предварительного усилителя. Входной каскад выполняется по схеме истокового, эмиттерного или катодного повторителя; его коэффициент усиления близок к 1.

Предварительный усилитель предназначен для усиления исследуемых сигналов в полосе частот осциллографа при минимальных допустимых амплитудных, частотных и фазовых искажениях. В универсальных осциллографах полоса пропускания лежит в пределах 0—1 (50) МГц; в осциллографах с отклонением луча с помощью линии бегущей волны — 0—100 (250) МГц.

В предварительном усилителе предусмотрены органы плавного регулирования коэффициента усиления и смещения (центровки) электронного луча по вертикали. Каскады усилителя строятся по симметричным схемам на маломощных высокочастотных транзисторах с коррекцией амплитудно- и фазочастотных характеристик и глубокой обратной связью. Для повышения устойчивости и получения большей широкополосности каскады предварительных усилителей часто строят по каскодным схемам. Выходной каскад предварительного усилителя нагружается на низкоомную линию задержки LZ . В качестве линии задержки используют искусственные линии с сосредоточенными постоянными, спиральные кабели задержки и радиочастотные коаксиальные кабели.

Искусственная линия представляет собой ряд LC -звеньев, соединенных по схеме фильтра нижних частот (рис. 5-11, *a*). Волновое сопротивление одного звена и всей линии одинаково и равно $\rho = \sqrt{L/C}$, Ом, где L и C — индуктивность и емкость звена. Вход и выход линии нагружаются на сопротивления, равные ее волновому, поэтому она вносит минимальные искажения в форму исследуемого сигнала. Отдельное звено, нагруженное на $R_u = \rho$, пропускает без ослабления спектр частот от 0 до некоторой граничной частоты $f_{\text{гр}} = 1/(\pi \sqrt{LC})$; в этой полосе фазочастотная

характеристика приближенно определяется выражением $\varphi(\omega) = 2\omega/\omega_{rp}$. Временная задержка, являющаяся производной фазочастотной характеристики,

$$t_{31} = \frac{d\varphi}{dt}_{\omega=0} = \frac{2}{\omega_{rp}} = \frac{2}{2\pi f_{rp}} = V \sqrt{LC}.$$

Общее время задержки линии из n звеньев (рис. 5-11, б) $t_3 = n V \sqrt{LC}$.

Удобным задерживающим устройством является отрезок специально разработанного для этой цели *спирального кабеля задержки* (рис. 5-11, в). Внутренний проводник в таком кабеле выполнен в виде спирали, навитой на изоля-

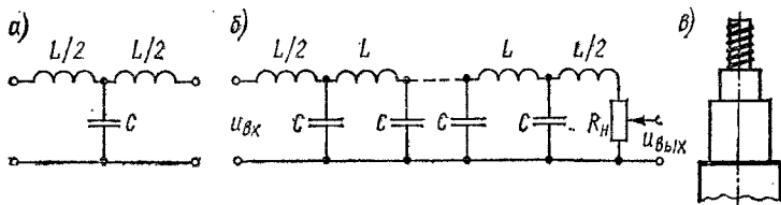


Рис. 5-11. Линии задержки

цию, что увеличивает время задержки. Погонная задержка $t_3 = \varepsilon/c$, где $\varepsilon = \lambda/\lambda_{каб}$ — коэффициент укорочения длины волны в кабеле $\lambda_{каб}$ относительно длины волны в свободном пространстве λ ; c — скорость света в вакууме. Например, кабель типа РС-200-3-15 [7] с волновым сопротивлением 200 Ом и коэффициентом укорочения 70 имеет погонную задержку 230 нс/м и может применяться до частоты 70 МГц. Задержка обычного коаксиального кабеля составляет 5—8 нс/м.

Оконечный усилитель предназначен для создания двух симметричных противофазных напряжений, достаточных для отклонения луча электронно-лучевой трубы в пределах экрана по вертикали. Максимальное отклоняющее напряжение определяется по формуле: $U_{y\max} = h_y/h_{ty}$, где h_y — максимальное отклонение по вертикали, мм; h_{ty} — чувствительность трубы, мм/В. Для обеспечения малых нелинейных искажений напряжение выходного каскада должно быть больше максимального отклоняющего напряжения, по крайней мере, в три раза.

Оконечный каскад нагружен на емкостную нагрузку, состоящую из параллельного соединения емкости отклоняющих пластин со всеми электродами трубы, собственной емкости пластин и емкости монтажа. В емкость выходной

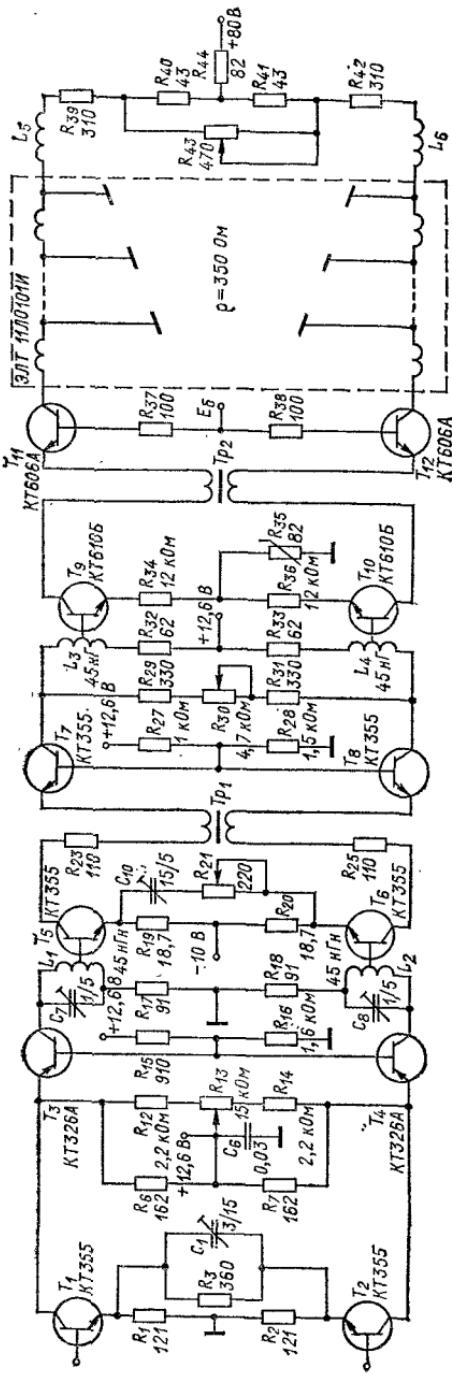


Рис. 5-12. Упрощенная схема широкополосного усилителя вертикального отклонения луча

цепи каскада входит также емкость коллекторного перехода транзисторов. Если оконечный усилитель работает на нагрузку типа линии бегущей волны, то нагрузку можно считать чисто активной и равной волновому сопротивлению отклоняющей линии. Для обеспечения линейности амплитудной и фазочастотной характеристики используется глубокая отрицательная обратная связь и работа на линейном участке характеристики транзисторов.

В качестве примера на рис. 5-12 приведена упрощенная схема усилителя вертикального отклонения с полосой пропускания 0—100 МГц, временем нарастания переходной характеристики 0,0035 мкс и выбросом на переходной характеристике 5 %. Усилитель трехкаскадный: первый и второй каскады — предварительный усилитель, третий каскад — оконечный. Все каскады выполнены по каскодной схеме. На вход транзисторов T_1 , T_2 поступает напряжение после ли-

нии задержки; выход транзисторов T_{11} , T_{12} нагружен на волновое сопротивление отклоняющей линии бегущей волны.

Первый каскад (транзисторы T_1 — T_4) представляет собой каскодную схему общий эмиттер — общая база с параллельным питанием. Напряжение от источника питания 12,6 В подается в коллекторные цепи транзисторов T_1 , T_2 и к эмиттерам транзисторов T_3 , T_4 через резисторы R_6 , R_7 , R_{12} , R_{13} , R_{14} . Переменный резистор R_{13} служит для устранения разбаланса усилителя в режиме покоя, т. е. для центровки смещения луча в вертикальном направлении. Цепи R_3 — C_1 и R_{21} — C_{10} создают эмиттерную коррекцию амплитудно-частотной характеристики каскада.

Второй каскад (транзисторы T_5 — T_8) выполнен по каскодной схеме с последовательным питанием. Переменный резистор R_{30} служит для регулировки усиления в пределах 15 %. Связь между первым и вторым каскадами Т-образная, индуктивная, выполнена на элементах L_1 , C_7 ; L_2 , C_8 . Такая связь обеспечивает постоянство входного сопротивления второго каскада, равное сопротивлению резисторов R_{17} , R_{18} , и расширение полосы пропускания по сравнению с другими видами связи. Трансформатор Tp_1 , включенный в эмиттерные цепи T_7 , T_8 , представляет собой ферритовое кольцо размером $7 \times 4 \times 2,5$ мм с обмотками по одному витку монтажного провода. Трансформатор улучшает фазовую характеристику усилителя и устраниет опасность самовозбуждения.

Третий каскад (транзисторы T_9 — T_{12}) также выполнен по каскодной схеме с последовательным питанием. Резисторы R_{39} , R_{40} , R_{41} и R_{42} включены на выходе линии бегущей волны, и их сопротивления согласованы с волновым сопротивлением линии. Элементы L_3 , L_4 компенсируют емкость выходного каскада.

На схеме опущены вспомогательные цепи: температурной компенсации, демпфирующие, выравнивающие амплитудно-частотную характеристику; вследствие этого порядок нумерации элементов на рис. 5-12 нарушен.

Канал горизонтального отклонения. Канал X предназначен для отклонения луча по горизонтали. Для непрерывной развертки формируется периодическое пилообразное напряжение, синхронное с исследуемым сигналом. Для ждущей развертки импульсы пилообразной формы получаются путем запуска вспомогательным или исследуемым сигналом формирующего устройства. Для однократной развертки импульс развертки получается при нажатии

кнопки «пуск». Канал X состоит из селектора синхронизации, генератора развертки и усилителя. Он характеризуется диапазоном синхронизирующих частот и напряжений, коэффициентом развертки K_p , с/см (с/дел), входными сопротивлением и емкостью синхронизирующего устройства и усилителя и полосой пропускания последнего. Коэффициент развертки калибруется с большой точностью и его можно изменять ступенями с кратностью 1, 2, 5.

Главной частью канала X является генератор развертки, работающий с широкими пределами регулировки частоты непрерывной развертки или длительностей импульсов пилообразной формы при ждущей развертке. Принцип получения пилообразного напряжения заключается в заряде конденсатора для получения прямого хода луча и разряде —

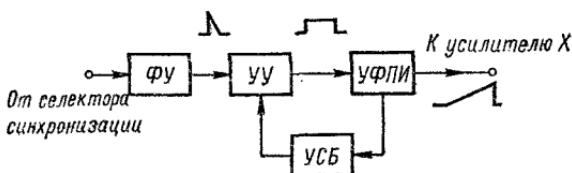


Рис. 5-13. Структурная схема генератора развертки

для обратного. Линейность нарастания напряжения при заряде достигается применением стабилизатора тока в зарядной цепи или использованием глубокой отрицательной обратной связи при заряде конденсатора через резистор. Переключение конденсатора с заряда на разряд происходит автоматически с помощью электронного быстродействующего переключателя. При непрерывной развертке этот процесс периодически повторяется, при ждущей и однократной — вызывается внешним воздействием.

Генератор развертки (рис. 5-13) состоит из формирующего устройства ФУ , управляющего устройства УУ , устройства формирования пилообразных импульсов УФПИ и устройства сравнения и блокировки УСБ .

Формирующее устройство предназначено для преобразования сигналов синхронизации любой формы в импульсы, крутизна фронта и высота которых не зависит от параметров входного сигнала. Оно состоит из усилителя и формирователя запускающих импульсов.

Управляющее устройство вырабатывает прямоугольный импульс, длительность которого определяет время прямого хода луча. Запускающий импульс переводит управляющее

устройство из исходного состояния в рабочее, и в устройстве формирования пилообразных импульсов начинает нарастать напряжение прямого хода. Это напряжение поступает на усилитель X и одновременно в устройство сравнения и блокировки. При достижении пилообразным импульсом установленного уровня сравнения управляющее устройство возвращается в исходное состояние и прямой ход прекращается. В устройстве формирования начинается спад напряжения (обратный ход), и оно также возвращается в исходное состояние. В связи с резким переходом от прямого хода к обратному в устройстве формирования пилообразных импульсов возникает переходный процесс, до окончания которого управляющее устройство не должно реагировать на запускающие импульсы, т. е. должно находиться в исходном состоянии. Это требование реализуется устройством сравнения и блокировки. Процесс «торможения» перехода управляющего устройства от исходного состояния к рабочему называется блокировкой генератора развертки. В качестве управляющего устройства применяются несимметричные триггеры с эмиттерной связью (рис. 5-14) или схемы с использованием туннельного диода, обладающие большим быстродействием.

Рассмотренный процесс работы управляющего устройства соответствует режиму ждущей развертки. Чтобы осуществить режим непрерывной развертки, нужно перевести генератор развертки в автоколебательный режим. Для этого управляющее устройство, например триггер, показанный на рис. 5-14, с помощью потенциометра R_2 («Стабильность») превращается в устройство с одним устойчивым состоянием, соответствующим прямому ходу луча. При достижении пилообразным напряжением заданного уровня (конец прямого хода) устройство блокировки вырабатывает импульс, переводящий триггер в неустойчивое состояние, начинается обратный ход и процесс восстановления формирующего устройства. После окончания действия импульса

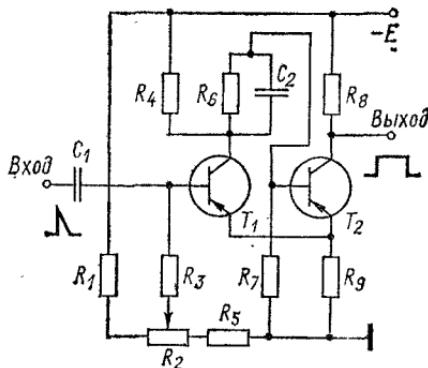


Рис. 5-14. Упрощенная схема управляющего устройства генератора развертки

блокировки триггер возвращается в рабочее (устойчивое) состояние самостоятельно, без запускающего импульса.

Устройство сравнения и блокировки можно построить по различным схемам. Одна из них (рис. 5-15) работает следующим образом. В исходном состоянии транзистор T_2 закрыт, так как напряжение смещения равно нулю вследствие соединения базы транзистора с эмиттером через резистор R_6 . На его базе с помощью делителя $R_7 - R_8$ установлен некотоный положительный относительно коллектора потенциал. Ток через туннельный диод D_3 не протекает, и транзистор T_1 закрыт; напряжение на его коллекторе равно 10 В. Диод D_2 закрыт вследствие наличия потенциала на его катоде более высокого, чем на аноде. Диод D_1 открыт.

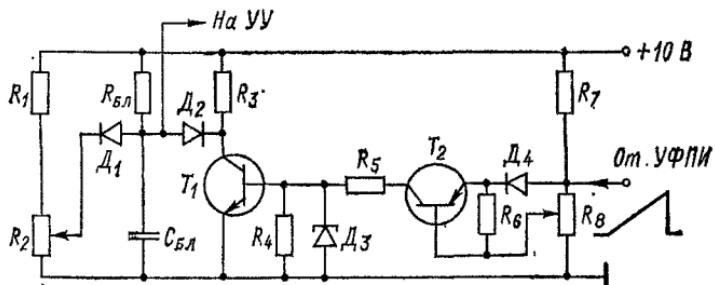


Рис. 5-15. Упрощенная схема устройства сравнения и блокировки

Во время прямого хода положительное пилообразное напряжение поступает на эмиттер транзистора T_2 и последний открывается в момент равенства пилообразного напряжения потенциальному его базы, установленному с помощью резистора R_8 . В цепи туннельного диода D_3 возникнет ток, при котором установится режим диода с большим напряжением. Транзистор T_1 открывается, напряжение на его коллекторе падает, и диод D_2 открывается. Это приводит к быстрому разряду конденсатора $C_{бЛ}$ через диод D_2 и транзистор T_1 и уменьшению напряжения на входе управляющего устройства до значения, при котором оно переходит в исходное состояние; процесс формирования прямого хода развертки заканчивается.

Во время обратного хода развертки потенциал на аноде диода D_4 быстро понижается, транзистор T_2 закрывается, диод D_3 и транзистор T_1 возвращаются в исходное состояние. Начинается медленный заряд конденсатора $C_{бЛ}$ через резистор $R_{бЛ}$. Постоянная времени цепи $C_{бЛ} - R_{бЛ}$ выбрана такой, чтобы за время заряда $C_{бЛ}$ все переходные процессы

закончились. Когда напряжение на конденсаторе $C_{б_1}$ достигнет уровня, установленного на катоде диода D_1 с помощью потенциометра R_2 , управляющее устройство становится чувствительным к запускающим импульсам. С помощью резистора R_8 производится установка максимального значения пилообразного напряжения на выходе формирующего устройства, без изменения его крутизны.

Устройство формирования пилообразных импульсов в большинстве современных осциллографов реализуется по схеме интегратора Миллера, представляющего собой усилитель постоянного тока с отрицательной обратной связью, осуществляющей через конденсатор. Одна из простых схем формирователя (рис. 5-16) состоит из усилителя, работающего на транзисторе T_2 по схеме с общим эмиттером, и переключателя (на транзисторе T_1). В исходном состоянии транзистор T_1 насыщен, диоды D_1 и D_2 открыты, транзистор T_2 закрыт. При наличии на входе управляющего импульса транзистор T_1 и диоды D_1 и D_2 запираются, транзистор T_2 открывается. Конденсатор C заряжается, формируя прямой ход напряжения развертки. На базе транзистора T_2 происходит скачок напряжения; скачок на выходе формирователя устраняется с помощью резистора с небольшим сопротивлением R_4 . Когда управляющий импульс закончится, начинается обратный ход — конденсатор C разряжается.

Улучшение формы пилообразного напряжения достигается увеличением входного и уменьшением выходного сопротивлений усилителя. Одним из способов получения требуемых значений этих сопротивлений является применение на входе истокового повторителя, а на выходе — эмиттерного повторителя.

После рассмотрения отдельных узлов генератора развертки рассмотрим его полную схему (рис. 5-17). Здесь управляющее устройство состоит из диода D_1 , туннельного диода D_2 и транзистора T_1 . Формирователь пилообразного напряжения выполнен по схеме интегратора Миллера;

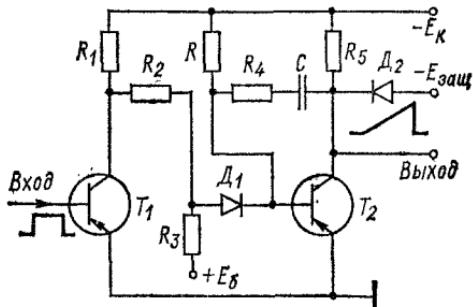


Рис. 5-16. Простейшая схема формирователя пилообразных импульсов

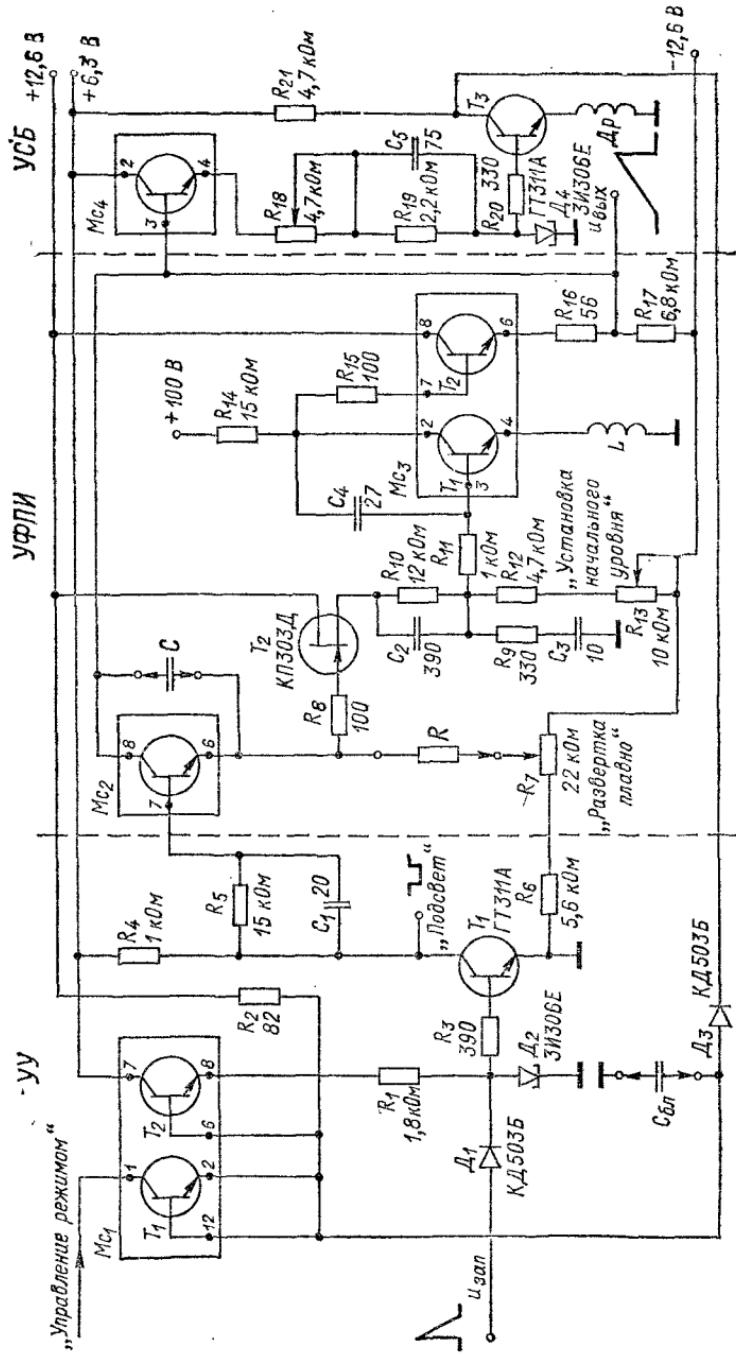


Рис. 5-17. Принципиальная схема генератора развертки

в него входят: усилитель на полевом транзисторе T_2 , каскад усиления с общим эмиттером и эмиттерный повторитель, выполненные на микросхеме Mc_8 . Коэффициент развертки (длительность прямого хода, частота) устанавливается переключением конденсатора C и резистора R скачками и с помощью резистора R_7 — плавно. Устройство сравнения и блокировки состоит из микросхемы Mc_4 , транзистора T_3 и туннельного диода D_4 . Кроме перечисленных узлов в схему генератора развертки входит микросхема Mc_2 , транзистор которой используется для фиксации начального уровня пилообразного напряжения и уменьшения длительности обратного хода, а также микросхема Mc_1 , с помощью которой устанавливается режим ждущей или непрерывной развертки.

В ждущем режиме уровень напряжения на базе транзистора T_2 микросхемы Mc_1 устанавливается равным 2,3 В с помощью устройства управления режимом, поэтому туннельный диод D_2 находится в режиме с малым напряжением, транзистор T_1 закрыт, транзистор микросхемы Mc_2 насыщен и шунтирует конденсатор C . Когда через диод D_1 поступает положительный запускающий импульс, туннельный диод D_2 переходит в режим с большим напряжением, транзистор T_1 открывается, транзистор микросхемы Mc_2 закрывается и конденсатор C заряжается: интегратор формирует линейно растущее напряжение. С выхода эмиттерного повторителя (транзистор T_2 микросхемы Mc_3) это напряжение поступает на вход усилителя X и сравнивающее устройство. Когда уровень пилообразного напряжения достигнет 7,5 В, на туннельном диоде D_4 устанавливается большое напряжение, транзистор T_3 открывается и блокировочный конденсатор $C_{6\text{л}}$ через диод D_3 быстро разряжается, потенциал базы транзистора T_2 микросхемы Mc_1 понижается и транзистор T_1 запирается. Начинается обратный ход: транзистор микросхемы Mc_2 открывается, и конденсатор C быстро разряжается. Когда напряжение на выходе понижается до 4 В, на туннельном диоде D_4 устанавливается малое напряжение и транзистор T_3 и диод D_3 закрываются; начинается заряд конденсатора $C_{6\text{л}}$ через резистор R_2 . Пока напряжение на $C_{6\text{л}}$ не достигнет исходного уровня, устанавливаемого при помощи транзистора T_1 (в диодном включении) микросхемы Mc_1 , ток туннельного диода D_2 мал и запускающий импульс не может перевести его в режим с большим напряжением — генератор блокируется.

В автоколебательном режиме на базе транзистора T_2

микросхемы. M_{C_1} должно быть зафиксировано напряжение 4 В, при котором на туннельном диоде D_2 устанавливается большое напряжение без запускающего сигнала.

Рассмотренный генератор развертки вырабатывает пи-лообразное напряжение с длительностью прямого хода от 0,8 мкс до 1,6 с, т. е. коэффициент развертки составляет 0,1 мкс/см — 0,2 с/см; размах напряжения около 6 В.

Усилитель горизонтального отклонения выполняется по балансной схеме усилителя постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью. Предусматривается возможность скачкообразного и плавного изменения коэффициента усиления, а значит, и коэффициента развертки. Двухтактный выход усилителя X связан с горизонтально отклоняющими пластинами гальванической связью.

В качестве примера рассмотрим однокаскадную схему усилителя (рис. 5-18), обеспечивающую полосу пропускания 0—10 МГц и размахах выходного напряжения на каждом плече по 40 В. Усилитель собран на одной микросхеме (транзисторная сборка T_1 — T_4) типа КТС613Б и двух транзисторах средней мощности T_5 , T_6 . Входной эмиттерный повторитель выполнен на транзисторе T_1 . Выходной каскад — фазоинвертор с эмиттерной связью — работает на транзисторах T_5 , T_6 ; в эмиттерной цепи этих транзисторов вместо высокоомных резисторов включены генераторы постоянного тока (транзисторы T_2 и T_3). Потенциал на базе транзистора T_6 устанавливается с помощью транзистора T_4 , включеного по схеме с общим коллектором. Изменяя потенциал базы транзистора T_4 , можно управлять положением луча по горизонтали и симметрировать плечи усилителя.

Резистор R_8 предназначен для точной установки глубины обратной связи и коэффициента усиления, что позволяет калибровать коэффициент развертки. С помощью переключателя P_1 глубину обратной связи можно изменять скачком. В положении « $\times 0,2$ » она в пять раз меньше, чем в положении « $\times 1$ »; усиление и скорость развертки соответственно возрастают. Точное соотношение их значений при переключении устанавливают с помощью резистора R_9 . Предусмотрена коррекция амплитудно-частотной характеристики усилителя, для чего в цепи обратной связи включены подстроечные конденсатор C_1 и резистор R_{10} .

Канал управления яркостью. Канал Z предназначен для управления током луча с целью установки необходимой яркости изображения на экране трубки, а также высвечивания или гашения (подсвета или бланкирования) части

осциллографы. Установка яркости производится вручную (см. рис. 5-2), а подсвет или бланкирование — автоматически, путем подачи в цепь модулятор — катод импульсов напряжения соответствующей полярности. Импульсы должны совпадать по времени с прямым (подсвет) и обратным (гашение) ходами луча, и потому они снимаются с соответствующих точек схемы генератора развертки. Измене-

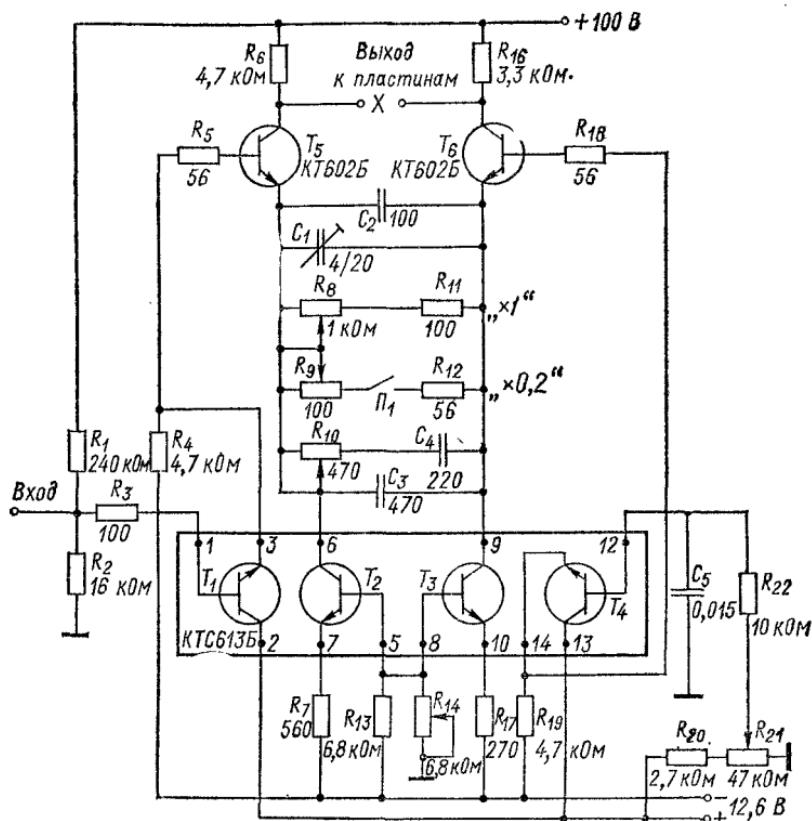


Рис. 5-18. Принципиальная схема усилителя горизонтального отклонения луча

ние яркости получается за счет изменения плотности электронного потока в луче.

Существует и другой способ подсвета и гашения осциллографа. Он осуществляется путем подачи соответствующих импульсов на дополнительные, так называемые бланкирующие пластины, расположенные внутри электронно-лучевой трубки между первым анодом и диафрагмой с ма-

лым отверстием. Импульс напряжения, приложенный к бланкирующим пластинам, отклоняет луч за пределы диафрагмы, и экран затемняется; плотность луча при этом не изменяется. Такой способ применяется в осциллографах со сравнительно узкой полосой пропускания и имеет ограниченное распространение.

В цепь модулятор — катод подают калиброванное напряжение для измерения длительности линии развертки или исследуемого сигнала, а также напряжение сигнала при круговой развертке. В этих случаях осциллограмма приобретает вид штриховой линии: темный штрих вызывается отрицательным, светлый — положительным полупериодом напряжения, поданного в цепь модулятор — катод трубы. Темный и светлый штрихи называются метками. Цена метки в единицах времени (длительность светлого и темного штрихов) равна периоду калиброванного сигнала. Этот сигнал должен иметь прямоугольную форму и определенный уровень, поэтому в канале предусматривается усилитель, состоящий из формирующего и оконечного каскадов. Схемы каналов чрезвычайно разнообразны, и выделить типовую из них трудно. Однако чаще всего в качестве формирующего каскада применяются триггеры, а оконечного — эмиттерные повторители, выполненные на высокочастотных транзисторах средней мощности.

5-5. КАЛИБРАТОРЫ АМПЛИТУДЫ И ДЛЯТЕЛЬНОСТИ

В каждом осциллографе имеются калибраторы амплитуды и длительности, представляющие собой генераторы сигналов с точными значениями амплитуды и частоты соответственно. Калибраторы применяются для проверки и установки коэффициентов отклонения и развертки и проверки компенсированного аттенюатора на входе осциллографа. Сигнал калибратора — строго прямоугольной формы с частотой 1 — 2 кГц и скважностью, равной двум (меандр). Имеются калибраторы с синусоидальной формой сигнала, высокочастотные с кварцевой стабилизацией. Часто один и тот же сигнал используется для калибровки коэффициента отклонения по амплитуде сигнала и коэффициента развертки по периоду повторения. Тогда вместо двух генераторов используется один. Калибраторы характеризуются напряжением и частотой сигналов, а также основной и дополнительной погрешностями установки их номинальных значений.

В качестве примера рассмотрим схему (рис. 5-19) кали-

братора амплитуды и длительности, состоящего из задающего генератора и электронного переключателя. Задающий генератор работает на транзисторах T_2 и T_3 . Частота генерации определяется параметрами колебательного контура $L_1 - C_1$. Положительная обратная связь осуществляется между коллектором транзистора T_3 и его базой через катушку L_2 , а между коллектором и эмиттером — через конденсатор C_2 и транзистор T_2 . Электронный переключатель собран на транзисторе T_1 по схеме эмиттерного

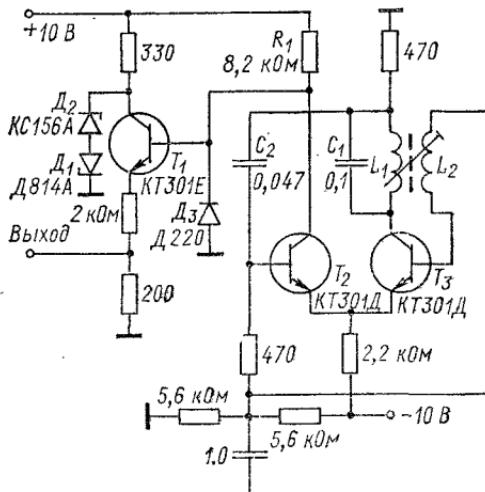


Рис. 5-19. Принципиальная схема калибратора амплитуды и длительности

повторителя. Он управляется напряжением, снимаемым с резистора R_1 , являющегося нагрузкой в цепи коллектора транзистора T_2 . Транзистор T_1 полностью открывается и закрывается, и на выходных зажимах формируется сигнал в виде меандра с уровнем, изменяющимся от нуля до максимума, определяемого падением напряжения на стабилитронах D_1 , D_2 . Основная погрешность калибровочных напряжений и интервалов времени составляет 1—1,5 %.

5-6. СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Универсальные осциллографы непригодны для исследования импульсов малой длительности в силу ограниченной полосы частот, пропускаемой каналом Y . Существуют скоростные осциллографы с широкой полосой пропускания, но их чувствительность мала. Таким образом, с по-

мощью рассмотренных выше осциллографов невозможно исследовать наносекундные импульсы и сверхвысокочастотные колебания. Для их изучения предложен стробоскопический метод, на основе которого созданы осциллографы на обычных электронно-лучевых трубках без широкополосных усилителей в канале Y , сочетающие широкую эквивалентную полосу пропускания с высокой чувствительностью.

Принцип стробоскопического метода осциллографирования заключается в кажущемся замедлении быстроперемен-

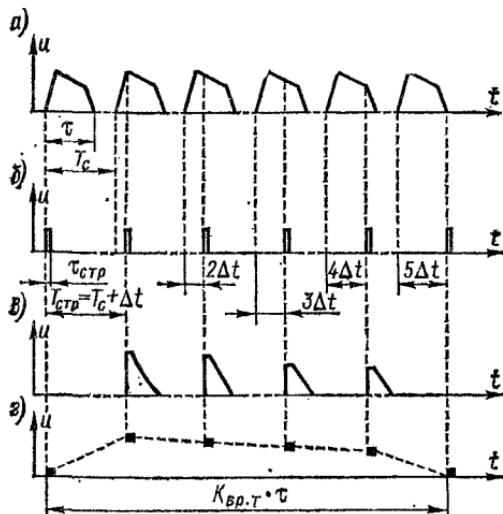


Рис. 5-20. К принципу стробоскопического осциллографирования: а — исследуемый сигнал; б — строб-импульсы; в — выходные импульсы смесителя; г — осциллограмма

ного процесса, т. е. в трансформации масштаба времени. Сигналы, поступающие на вход осциллографа, последовательно зондируются в n точках с помощью строб-импульсов $\tau_{\text{стр}}$. Последовательность зондирования достигается путем автоматического сдвига во времени строб-импульса на интервал Δt в пределах длительности сигнала τ или его периода следования T_c . Интервал Δt называется шагом считывания; его длительность зависит от числа точек считывания: $\Delta t = \tau/n$ или $\Delta t = T_c/n$. Длительность строб-импульсов не критична, но должна быть меньше периода следования $T_{\text{стр}}$.

Сигнал и строб-импульсы (рис. 5-20, а, б) подаются в смеситель осциллографа, на выходе которого возникают

импульсы напряжения. Высота этих импульсов пропорциональна мгновенным значениям исследуемого сигнала в точках зондирования (рис. 5-20, в). Их огибающая (рис. 5-20, г) повторяет форму исследуемого сигнала. Таким образом, сигнал «растягивается» во времени во много раз и во столько же раз расширяется эквивалентная полоса пропускания осциллографа.

Для обеспечения автоматического сдвига строб-импульсов период их следования должен отличаться от периода следования сигнала точно на шаг считывания $T_{\text{стр}} = T_c + \Delta t$. Зондирование можно производить через m периодов; в этом случае период следования строб-импульсов должен составлять $T_{\text{стр}} = mT_c + \Delta t$, где $m = 1, 2, 3, \dots$

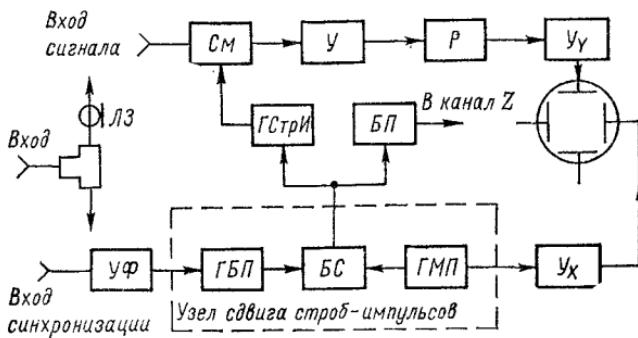


Рис. 5-21. Структурная схема стробоскопического осциллографа

Растягивание сигнала во времени и эквивалентное расширение полосы пропускания частот осциллографа удобно характеризовать коэффициентом временной трансформации $K_{\text{вр.т}} = nT_{\text{стр}}/\tau = T_{\text{стр}}/\Delta t = (mT_c/\Delta t) + 1 = mn + 1$. Коэффициент временной трансформации в современных стробоскопических осциллографах достигает десятков тысяч.

Структурная схема стробоскопического осциллографа представлена на рис. 5-21. Запускающие импульсы поступают через вход синхронизации на устройство формирования $УФ$, где они преобразуются в короткие импульсы, форма и полярность которых не зависит от вида запускающих импульсов. Полученные импульсы используются для синхронизации всех узлов осциллографа (рис. 5-22).

Узел сдвига строб-импульсов состоит из генератора пилообразного напряжения с быстрым нарастанием («быстрой пильы») $ГБП$, генератора напряжения с медленным нарастанием («медленной пильы») $ГМП$ и блока сравне-

вия БС. Длительность «быстрой пилы» равна длительности сигнала или периоду его повторения, а «медленной» — периоду повторения строб-импульсов, умноженному на число точек считывания. Отношение длительностей «медленной» и «быстрой» «пил» равно коэффициенту временной трансформации. Напряжения от генераторов обеих «пил» поступают на два входа блока сравнения. Когда эти напряжения сравняются, на выходе блока сравнения возникает импульс, запускающий генератор строб-импульсов ГСтрИ и прекращающий работу генератора «быстрой пилы». При каждом последующем синхронизирующем импульсе момент запуска генератора строб-импульсов сдвигается относительно начала «быстрой пилы» на интервал Δt .

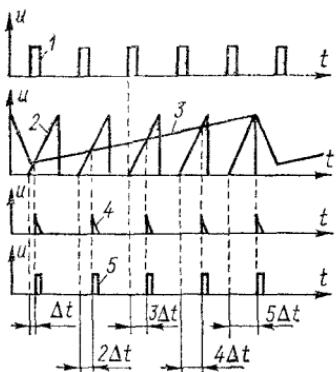


Рис. 5-22. Диаграмма напряжений в различных узлах стробоскопического осциллографа

1 — импульсы синхронизации; 2 — напряжение «быстрой пилы»; 3 — напряжение «медленной пилы»; 4 — импульсы блока сравнения; 5 — строб-импульсы

ляется суммой текущего и — строб-импульса. Сигналы поступают на усилитель вертикального отклонения Y_V , предварительно пройдя усилитель Y и расширитель P .

На пластины горизонтального отклонения через усилитель Y_X подается напряжение «медленной пилы», осуществляющее развертку. Импульсы с блока сравнения одновременно с запуском генератора строб-импульсов поступают в канал Z — на блок подсвета БП, соединенного с модулятором трубки. Благодаря импульсам блока подсвета осциллограмма образуется светящимися точками, равноотстоящими друг от друга. Изменяя коэффициент развертки, можно регулировать число точек в пределах 30—50.

В качестве синхронизирующего сигнала часто использу-

ется исследуемый сигнал, поступающий через коаксиальный разъем в смеситель, который является единственным сверхвысокочастотным широкополосным узлом стробоскопического осциллографа. Смесители выполняют по различным схемам, но все они выдают выходной сигнал только в момент прихода строб-импульса, значение которого определяет синхронизацию и максимальное значение сигнала. Далее выходные импульсы смесителя поступают на усилитель вертикального отклонения Y_V , предварительно пройдя усилитель Y и расширитель P .

На пластины горизонтального отклонения через усилитель Y_X подается напряжение «быстрой пилы», осуществляющее развертку. Импульсы с блока сравнения одновременно с запуском генератора строб-импульсов поступают в канал Z — на блок подсвета БП, соединенного с модулятором трубки. Благодаря импульсам блока подсвета осциллограмма образуется светящимися точками, равноотстоящими друг от друга. Изменяя коэффициент развертки, можно регулировать число точек в пределах 30—50.

зуют исследуемый импульс. В этом случае возможна потеря изображения его передней части. Для исключения этого явления исследуемый сигнал подают на вход тройника коаксиальной конструкции, один выход которого соединяют с входом синхронизации, а второй — через отрезок коаксиального кабеля — со входом сигнала. Радиочастотный коаксиальный кабель задерживает сигнал на несколько десятых наносекунды, т. е. играет роль линии задержки ЛЗ (рис. 5-21).

Промышленность выпускает несколько типов одно- и двухканальных стробоскопических осциллографов с полосой частот 0 — 10 ГГц и высокой чувствительностью. С помощью таких осциллографов можно исследовать сигналы длительностью от 0,1 нс до 5 мкс, напряжением от 20 мВ до 1 В, с погрешностью 5 — 10 %. Сигналы должны быть периодическими или повторяющимися; одиночные сигналы с помощью стробоскопического осциллографа исследовать невозможно.

5-7. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Параметры электрического сигнала, поданного на вход осциллографа, определяются по его осциллограмме путем измерения ее геометрических размеров и сопоставления их с коэффициентом отклонения и коэффициентом развертки данного осциллографа. Следовательно, достоверность результатов измерения зависит от точности воспроизведения осциллограммы и погрешности измерения ее геометрических размеров. Точность воспроизведения определяется в основном используемой площадью экрана электронно-лучевой трубки и линейными искажениями сигнала в тракте осциллографа.

Осциллограмма должна размещаться на рабочей площасти экрана, ограниченной измерительной шкалой — сеткой. С помощью последней, используя значения коэффициентов отклонения и развертки, можно непосредственно измерять напряжение сигнала и его временные параметры. Коэффициенты $K_{отк}$ и K_p имеют фиксированные значения, точность которых определяется классом точности осциллографа. Следует иметь в виду, что если осциллограмма занимает 80 % рабочей площади экрана, то погрешность измерения уменьшается вдвое.

Большое влияние на погрешность измерения оказывает тщательность отсчета геометрических размеров участков

осциллограммы и совмещения следа электронного луча с линиями измерительной шкалы.

Линейные искажения определяются параметрами амплитудно-частотной АЧХ и переходной ПХ характеристики канала Y и нормируются в виде погрешности измерения данным осциллографом в пределах 5—10 %.

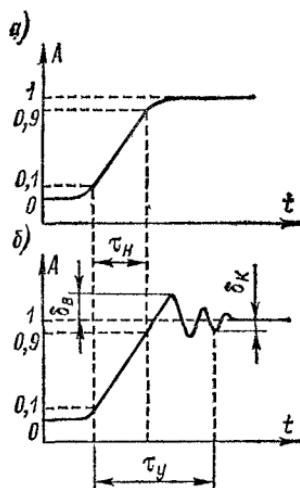


Рис. 5-23. К определению параметров переходной характеристики: *a* — время нарастания; *b* — время установления

Время нарастания ПХ τ_H и полоса пропускания взаимно связаны следующим соотношением:

$$\tau_H = 0,35/f_b.$$

Важным параметром является также время установления ПХ канала Y τ_y , которое определяется как интервал времени между моментом достижения уровня 0,1 уставившегося значения и моментом уменьшения паразитного колебания в канале Y после выброса на ПХ до значения, равного δ_k — погрешности $K_{\text{отк}}$, т. е. 5 или 10 % (рис. 5-23). Выброс ПХ δ_b обычно не превышает 3—5 %.

Теория и практика показывают, что при исследовании импульсных сигналов нужно соблюдать следующие соотношения между длительностью фронта импульса τ_ϕ и временем нарастания ПХ τ_H : треугольный импульс — $\tau_\phi/\tau_H \geq 10$; колоколый — ≥ 5 ; трапецидальный, синусоидальный и синусквадратичный — ≥ 3 . Минимальная длительность прямоугольного сигнала, параметры которого можно измерять с указанной в паспорте осциллографа

погрешностью, определяется временем установления ПХ τ_y . Длительности фронта и среза прямоугольных и трапециевидальных импульсов могут быть соизмеримы с временем нарастания ПХ; тогда измеренная длительность фронта $\tau_{\phi,и}$ включает в себя и время нарастания τ_n , которое следует исключить:

$$\tau_{\phi} = \sqrt{\tau_{\phi,и}^2 - \tau_n^2}.$$

Воспроизведение плоской части импульса в осциллографах с открытым входом и полосой пропускания, начинаящейся от 0, не искажается. При закрытом входе полоса пропускания ограничивается снизу частотой f_n и спад приблизительно можно определить по формуле $\delta = 2\pi f_n \tau$, где τ — длительность импульса в секундах; формула справедлива для $\delta \leq 20\%$.

Входное сопротивление и входная емкость осциллографа вносят дополнительную погрешность измерения. Выходное сопротивление источника сигнала $R_{вых}$ и входное сопротивление осциллографа $R_{вх}$ образуют делитель напряжения; чтобы погрешность была пренебрежимо мала, необходимо соблюдение следующего неравенства: $R_{вх} \geq 100R_{вых}$. Входная емкость осциллографа $C_{вх}$ и выходное сопротивление источника сигнала $R_{вых}$ образуют постоянную времени $\tau_{вх} = R_{вых}C_{вх}$, которая удлиняет фронт сигнала τ_{ϕ} до $\tau_{\phi,вх}$:

$$\tau_{\phi,вх} = \sqrt{\tau_{\phi}^2 + (2,2\tau_{вх})^2}.$$

Входная емкость осциллографа достигает 40—50 пФ, а с соединительным кабелем превышает 100 пФ. Для ее уменьшения применяют выносные делители, особенно полезные при исследовании коротких прямоугольных импульсов. Нелинейные искажения в канале Y не оказывают большого влияния на погрешность измерения.

Погрешность временных измерений определяется в основном погрешностью установки коэффициента развертки и ее нелинейностью. Погрешность может быть значительно уменьшена с помощью калибратора длительности, сигналы которого образуют на осциллограмме яркостные метки. Цена меток в единицах времени известна и высокостабильна.

ИЗМЕРЕНИЕ СПЕКТРА И ФОРМЫ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Исследование формы сигнала с помощью осциллографа позволяет получить зависимость напряжения от времени. Спектральное представление детерминированного сигнала в виде совокупности его частотных составляющих дает более полную информацию о его форме и, дополнительно, о качестве радиотракта, через который этот сигнал прошел. Измерение спектра используется для количественной оценки искажений импульсных сигналов, нелинейности радиотехнических устройств и гармонических сигналов, параметров модулированных сигналов любого вида модуляции и для физических исследований.

Переменная функция времени $u(t)$ полностью описывается амплитудами и фазами ее частотных составляющих — спектральной функцией вида

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (6-1)$$

Измерение выполняют в течение некоторого интервала времени T , поэтому формула (6-1) преобразуется в следующую:

$$S_T(\omega) = \int_0^T u(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (6-2)$$

Из (6-2) видно, что измеряемый спектр является функцией частоты и интервала времени измерения. Функцию $S_T(\omega)$ называют текущим спектром сигнала. Очевидно, что с увеличением интервала времени измерения текущий спектр приближается к истинному.

Для определения спектра периодического несинусоидального сигнала необходимо измерить амплитуды и частоты его гармонических составляющих. Для этой цели разработаны и выпускаются приборы — анализаторы спектра. Спектральные составляющие можно измерять поочередно или одновременно; первый способ анализа спектра называют последовательным, а второй — параллельным. Преимущественное распространение получил первый способ.

Для быстропеременных и коротких сигналов применяется измерение спектра в реальном времени с помощью дисперсионных линий задержки. Параметры модулированных сигналов можно легко определить по их спектру, но это оправдано только для точных измерений малых амплитуд модуляции. Для нужд эксплуатации применяют простые и удобные измерители параметров амплитудно-модулированных сигналов — модулометры и частотно-модулированных сигналов — девиометры.

6-2. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ДЕЙСТВИЯ

Анализаторы спектра последовательного действия применяются для исследования любых сигналов, спектр которых не изменяется за время измерения (анализа). Простейший анализатор (рис. 6-1) состоит из смесителя C_m , на один вход которого поступает исследуемый сигнал u_c , а на второй — сигнал с линейно изменяющейся частотой u_r от генератора качающейся частоты $GKЧ$. Изменение частоты генератора по закону $f_r = f_0 \pm af$ перемещает спектр сигнала относительно центральной настройки усилителя промежуточной частоты $УПЧ$ с полосой пропускания $2\Delta f_\phi$, и на выходе последнего последовательно выделяются составляющие спектра сигнала при выполнении условия $f_r \pm nf_c = f_{упч}$ (рис. 6-2), где $n = 1, 2, 3, \dots$ — номера гармоник. Спектральные составляющие поступают на детектор \mathcal{D} и затем на вертикально отклоняющие пластины осциллографического индикатора. Отклонение луча по горизонтали осуществляется генератором развертки $ГР$ синхронно с качанием частоты $GKЧ$, благодаря чему линия развертки соответствует оси частот спектограммы.

Если развертка калибрована в единицах частоты, а коэффициент передачи анализатора спектра от его входа до экрана индикатора известен, то полученная осциллограмма будет точно соответствовать амплитудному спектру сигнала.

Имеются анализаторы спектра, генератор которых перестраивают вручную, а в качестве индикатора используют

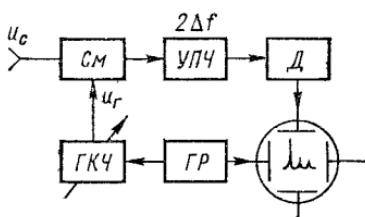


Рис. 6-1. Простейшая схема анализатора спектра последовательного действия

стрелочный измеритель напряжения сигнала после детектора; такие приборы называют анализаторами гармоник.

Они подобны селективным вольтметрам и постепенно вытесняются ими.

Основными характеристиками анализаторов спектра являются разрешающая способность, время анализа, динамический диапазон и погрешность измерения частоты и амплитуды.

Разрешающая способность Δf_p определяется минимальным расстоянием по оси частот (рис. 6-3), при котором можно выделить и измерить с заданной погрешностью две соседние составляющие спектра. Разрешающая способность прямо пропорциональна полосе пропускания фильтра $2\Delta f_\Phi$ усилителя промежуточной частоты:

$$\Delta f_p = q \cdot 2\Delta f_\Phi, \quad (6-3)$$

где $q > 1$.

Время анализа определяется полосой обзора, т. е. разностью частот генератора $f_{g,\max} - f_{g,\min}$, и полосой пропускания фильтра. Время анализа в полосе пропускания фильтра равно $1 / (2\Delta f_\Phi)$, а в полосе обзора увеличивается в $(f_{g,\max} - f_{g,\min}) / (2\Delta f_\Phi)$ раз и составляет $t_{an} = (f_{g,\max} - f_{g,\min}) : (2\Delta f_\Phi)^2$. Очевидно, что стремиться к сверхузкополосным фильтрам нецелесообразно, так как при $2\Delta f_\Phi < 1$ Гц время анализа слишком велико. Это обстоятельство соответственно ограничивает частотный диапазон анализаторов снизу значением 10 Гц, а полосу пропускания фильтра — 3 Гц.

Динамический диапазон анализатора спектра характеризует его работу в линейном режиме. Нельзя допускать перегрузку смесителя анализатора, так как она может вызвать в выходном спектре сигналы на комбинационных

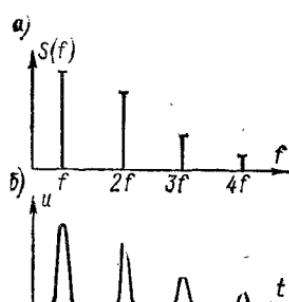


Рис. 6-2. К анализу спектра: а — гармонические составляющие сигнала; б — напряжение на выходе УПЧ

прямо пропорциональна полосе пропускания фильтра $2\Delta f_\Phi$ усилителя промежуточной частоты:

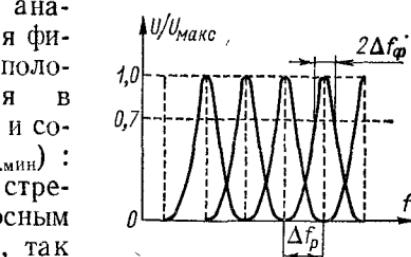


Рис. 6-3. К определению разрешающей способности анализатора спектра

частотах. Динамический диапазон

$$D = 20 \lg \frac{U_{c, \max}}{U_{\text{ш}}}, \quad (6-4)$$

где $U_{c, \max}$ — максимальный допустимый уровень исследуемого сигнала, поступающего на смеситель, при котором напряжение составляющих комбинационных частот соизмеримо с напряжением собственных шумов $U_{\text{ш}}$ входной цепи анализатора.

Погрешность измерения уровней сигнала состоит из многих составляющих: погрешности калибровки чувствительности; неравномерности амплитудно-частотной характеристики тракта; погрешности шкал аттенюаторов; погрешности шкалы индикатора; влияния собственных шумов. В конкретных случаях возможно исключение некоторых частных погрешностей. Например, если уровень выходного сигнала определяется методом сравнения с уровнем сигнала вспомогательного генератора, то погрешность анализатора будет определяться только погрешностью шкалы индикатора и установки уровня вспомогательного генератора. Если исследуемый сигнал значительно превышает уровень шумов, то их можно не учитывать.

Во время анализа на усилитель промежуточной частоты поступает напряжение, частота которого непрерывно меняется. В фильтре с полосой пропускания $2\Delta f$ возникают переходные процессы, искажающие его резонансную характеристику: смещается и уменьшается ее максимум, расширяется полоса пропускания. Степень искажений зависит от скорости изменения частот генератора v_f .

На рис. 6-4 приведены характеристики фильтра: статическая 1 и динамическая 2. По оси ординат отложен квадрат коэффициента передачи фильтра K^2 , а по оси абсцисс — обобщенная расстройка $\varepsilon = 2(\omega - \omega_0) / (\omega_0 d)$, где ω_0 — резонансная частота фильтра, ω — текущая частота, d — затухание фильтра. Искажения вычисляются по следующим формулам: смещение максимума $S = 8v_f / (\omega_0 d)^2$; уменьшение максимума $\Delta K = 16v_f / (\omega_0 d)^4$; приращение относительной ширины полосы $2\Delta f_2 - 2\Delta f_1 = A\Delta K$, где A зависит от типа фильтра.

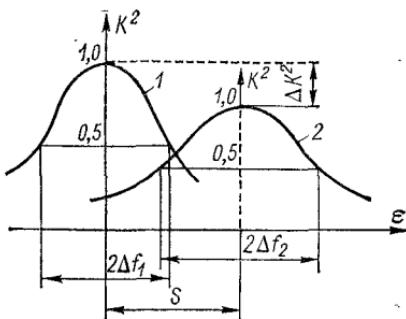


Рис. 6-4. Статическая и динамическая характеристики фильтра

Скорость изменения частоты генератора ГКЧ

$$v_{f_r} = (f_{r,\text{макс}} - f_{r,\text{мин}})/t_{\text{ан.}}$$

При правильном выборе полосы обзора и времени анализа, которое равно длительности прямого хода луча,

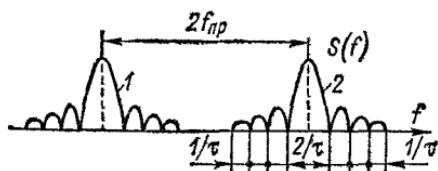


Рис. 6-5. К выбору промежуточной частоты

1 — основной канал; 2 — зеркальный канал

канала, отстоящего от основного на удвоенную промежуточную частоту $2f_{\text{пр}}$ (рис. 6-5). При исследовании спектра импульса, длительность которого τ , можно ограничиться тремя боковыми лепестками. Ширина основного

Анализатор спектра представляет собой супергетеродинный приемник, в котором при неправильном выборе промежуточной частоты возможно прохождение сигналов зеркального

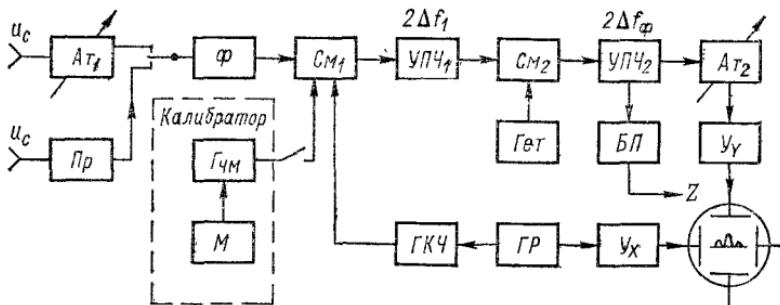


Рис. 6-6. Структурная схема анализатора спектра последовательного действия

лепестка равна $2/\tau$, а каждого из боковых — $1/\tau$. Таким образом, для исключения перекрытия спектров необходимо, чтобы $f_{\text{пр}} > 4/\tau$. Полоса обзора определяется шириной спектра исследуемого сигнала. При трех лепестках она должна быть больше $8/\tau$. Частота развертки равна $1/t_{\text{ан}}$ и определяет число циклов качания частоты генератора в секунду.

В качестве примера рассмотрим полную структурную схему анализатора спектра последовательного действия (рис. 6-6). Периодический сигнал сложной формы поступает

пает через пробник Pr или через входной аттенюатор A_{T_1} и фильтр нижних частот Φ на смеситель Cm_1 , на второй вход которого подводится напряжение генератора качающейся частоты $GKЧ$. Линейное изменение частоты во времени производится изменением пилообразного напряжения генератора развертки GP . С выхода смесителя переменный по частоте сигнал поступает на первый усилитель промежуточной частоты $УПЧ_1$. Когда частота сигнала совпадает с частотой настройки $УПЧ_1$, на его выходе появляются составляющие спектра с полосой частот $2\Delta f_1$. С помощью гетеродина $Gет$ и смесителя Cm_2 они подвергаются второму преобразованию с понижением частоты. Это облегчает трудную задачу создания узкой полосы пропускания во втором усилителе промежуточной частоты $УПЧ_2$. В качестве избирательного устройства в нем используются LC -фильтры или кварцевые резонаторы. Ширина полосы пропускания этих устройств $2\Delta f_\phi$ определяет разрешающую способность и другие параметры анализатора.

После регулировки аттенюатором A_{T_2} проходящие через фильтр составляющие детектируются, усиливаются и поступают на пластины Y электронно-лучевой трубы индикатора, образуя спектрограмму в виде светящихся вертикальных полосок, высота которых пропорциональна амплитудам составляющих сигнала. Для увеличения яркости осциллограммы сигнал с $УПЧ_2$ подают на блок подсвета $БП$, где он детектируется, формируется в прямоугольный импульс для воздействия на модулятор трубы.

Калибратор предназначен для создания на экране трубы частотных меток. Он представляет собой генератор с частотной модуляцией $\Gamma_{ЧМ}$ и модулятор M , вырабатывающий модулирующее синусоидальное напряжение. В спектре высокочастотного сигнала генератора при частотной модуляции появляются составляющие боковых частот, расстояния между которыми равны частоте модулирующего колебания. Частота генератора $\Gamma_{ЧМ}$ и боковые полосы создают на экране трубы опорные частотные метки с известными фиксированными значениями частоты и интервалов между ними.

Промышленность выпускает анализаторы последовательного действия, перекрывающие диапазон частот от 10 Гц до 40 ГГц с полосой пропускания фильтров от единиц герц в низкочастотных анализаторах до 300 кГц и больше в анализаторах СВЧ. Динамический диапазон 50—90 дБ. Время анализа 0,01—20 с. Погрешность измерения частоты 1—2 %, амплитуды — 10—15 %.

6-3. АНАЛИЗ СПЕКТРА В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Анализ спектра сигналов в реальном времени осуществляется дисперсионно-временным методом. Дисперсией называется зависимость фазовой скорости распространения электромагнитной волны от ее частоты. Фазовая скорость $v_\phi = \omega/\beta$, где $\beta = 2\pi/\lambda$. Дисперсионно-временной анализ осуществляется с помощью дисперсионной линии задержки, в которой разные частотные составляющие распространяются с разными скоростями и потому на выходе линии последовательно появляются составляющие спектра со сдвигом во времени. Огибающая этих составляющих соответствует модулю спектра сигнала, поданного на вход. На основе дисперсионно-временного метода созданы анализаторы спектра, с помощью которых можно исследовать

быстро меняющиеся во времени сигналы, короткие радиоимпульсы и одиночные сигналы (например, анализатор С4-47).

Простейшая структурная схема дисперсионного анализатора спектра (рис. 6-7) состоит из смесителя *См*, на ко-

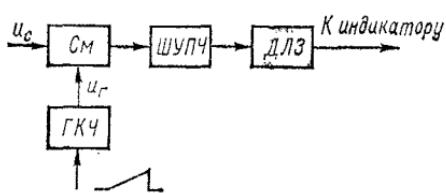


Рис. 6-7. Простейшая структурная схема анализатора спектра с дисперсионной линией задержки

торый подается исследуемый сигнал u_c и сигнал кочающейся частоты от *ГКЧ*. Выходной сигнал смесителя усиливается широкополосным усилителем *ШУПЧ* промежуточной частоты и поступает на дисперсионную линию задержки *ДЛЗ*. На выходе *ДЛЗ* появляются частотные составляющие исследуемого импульса, которые поступают в канал *Y* осциллографического индикатора. В канал *X* для развертки луча по горизонтали подается пилообразное напряжение от генератора развертки, которое одновременно и синхронно модулирует частоту *ГКЧ*. Благодаря этому горизонтальная линия развертки является осью частот.

При импульсных сигналах запуск генератора развертки и *ГКЧ* происходит в момент поступления импульса (рис. 6-8, *a*) и он анализируется в течение одного хода луча, поэтому при трубке с достаточным послесвечением спектrogramма сохраняется в течение некоторого интервала времени, достаточного для фотографирования и рассмотрения. При периодически повторяющихся импульсах можно не только измерить спектrogramму, но и оценить проис-

ходящие изменения спектра от импульса к импульсу. При анализе спектра непрерывных сигналов ГКЧ и ГР работают в периодическом режиме и часть спектра, приходящаяся на интервал времени обратного хода луча, теряется. Сигнал непрерывный разбивается на некоторые реализации (рис. 6-8, б) длительностью τ , равной длительности прямого хода.

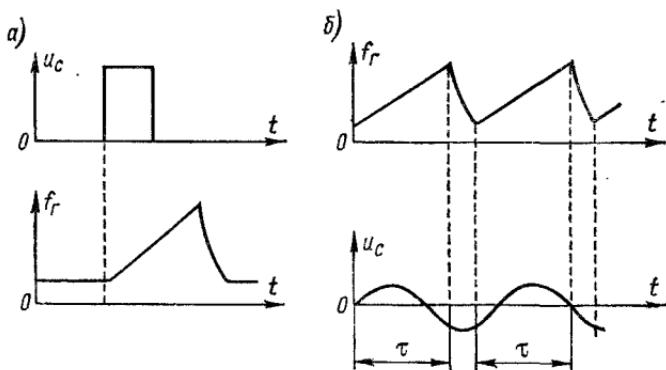


Рис. 6-8. Сигнал и частота генератора качающейся частоты: а — сигнал импульсной формы; б — сигнал непрерывный

Основное преимущество анализаторов с дисперсионной линией заключается в их большем быстродействии по сравнению с анализаторами последовательного действия с узкополосными фильтрами.

6-4. ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Изменение формы гармонического сигнала, возникающее в результате его прохождения через устройство, содержащее нелинейные элементы, называется нелинейным искажением. Искаженный негармонический сигнал содержит в своем спектре постоянную составляющую, первую гармонику (основную частоту f) и высшие гармоники с частотами $2f, 3f, \dots$. Нелинейное искажение гармонического сигнала оценивается коэффициентом гармоник K_g , равным отношению среднеквадратического напряжения гармоник сигнала (кроме первой) к среднеквадратическому значению напряжения первой гармоники:

$$K_g = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} = \frac{U_g}{U_1}. \quad (6-5)$$

Коэффициент гармоник часто выражается в процентах.

Нелинейные искажения сигнала любой формы оцениваются коэффициентом нелинейности K_n , который вычисляется по формуле

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}} = \frac{U_r}{U_c} \quad (6-6)$$

(отношение среднеквадратического значения высших гармонических к среднеквадратическому значению напряжения всех гармоник, т. е. к напряжению сигнала).

Формулы (6-5) и (6-6) связаны соотношением

$$K_r = \frac{K_n}{\sqrt{1 - K_n^2}},$$

из которого следует, что при $K_n \leq 10\%$ оба выражения дают практически одинаковые результаты.

Имеются и другие методы оценки нелинейности — комбинационный, статистический, которые больше характеризуют нелинейные свойства радиотехнических устройств, чем искажения сигналов.



Рис. 6-9. Структурная схема измерения напряжения гармоник

формуле (6-5) и осуществляется по схеме рис. 6-9. Гармонический сигнал генератора Γ подают на вход измеряемого объекта IO , на выходе которого включен анализатор спектра AC или анализатор гармоник. С помощью анализатора спектра получают спектрограмму выходного сигнала, измеряют абсолютные или относительные значения амплитуд высших гармонических и первой гармоники и по формуле (6-5) вычисляют коэффициент гармоник. Если используют анализатор гармоник, то его настраивают вручную на каждую последующую гармонику, записывают их значения и вычисляют K_r по той же формуле. Анализический способ трудоемок и применяется с целью выяснения роли каждой гармоники в отдельности.

Интегральный способ основан на формуле (6-6) и позволяет оценить влияние всех высших гармонических на форму сигнала без определения их значений в отдельности. Для этого сначала измеряют среднеквадратическое значение сигнала, а затем то значение высших гармонич-

ских, которое останется после подавления напряжения первой гармоники. Интегральный способ часто называют способом подавления напряжения первой гармоники (основной частоты).

Измерение коэффициента нелинейных искажений осуществляют с помощью прибора — измерителя нелинейных искажений (рис. 6-10). Согласующее устройство *СУ* предназначено для обеспечения симметричного или несимметричного входа и согласования выходного сопротивления объекта с входным сопротивлением измерителя. С помощью

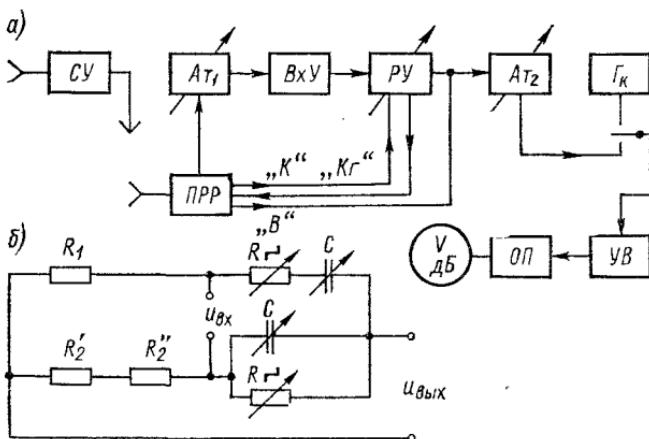


Рис. 6-10. Измеритель нелинейных искажений: а — структурная схема; б — схема режекторного фильтра

переключателя режима работы *ПРР* осуществляются режим калибровки *«K»*, когда измеряется напряжение всего сигнала, режим измерения *«K_г»*, когда измеряется напряжение высших гармонических, и режим вольтметра *«B»* — для обычного измерения среднеквадратического значения любого напряжения.

Аттенюатор *Ат₁* предназначен для установки уровня напряжения, обеспечивающего нормальную работу последующих узлов прибора. Входной усилитель *ВхУ* должен иметь полосу пропускания от минимальной частоты исследуемого сигнала до 5—7-кратного значения его верхней частоты. Частотная, фазовая и амплитудная характеристики усилителя в этой полосе линейны. Режекторный усилитель *РУ* предназначен для подавления напряжения первой гармоники с помощью заграждающего *RC*-фильтра (моста Вина), включенного в цепь обратной связи. Фильтр рис. 6-10, б) настраивается на частоту первой гармоники

$f = 1 / (2\pi RC)$ ступенями, кратными 10, путем переключения резисторов R , и плавно — с помощью сдвоенного блока конденсаторов переменной емкости C . Обострение характеристики режекторного фильтра, необходимое для точной балансировки моста, полного подавления напряжения первой гармоники и уменьшения погрешности измерения, достигается выполнением равенства $R_2 = R'_2 + R''_2 = 0,5 R_1$. Ручки управления резисторами R'_2 и R''_2 обозначены: «Балансировка: грубо, точно». Вольтметр состоит из аттенюатора $A m_2$, усилителя UV и среднеквадратического преобразователя оптронного типа ОП с магнитоэлектрическим индикатором. Шкала индикатора градуируется в единицах напряжения, процентах и децибелях коэффициента нелинейности.

Для визуального наблюдения формы сигнала на входе и выходе измеряемого устройства и высших гармонических после фильтрации первой гармоники предусмотрены зажимы для включения осциллографа. Имеется калибровочный генератор Γ_k для проверки вольтметра.

Измерители нелинейных искажений выпускаются для работы в диапазоне частот исследуемого сигнала от 20 Гц до 200 кГц с полосой пропускания до 1 МГц. Они широко используются для контроля качества любых усилительных устройств и модуляционных трактов. Коэффициент нелинейности измеряется в пределах 0,03—100 % при входных напряжениях от 0,1 до 100 В. Пределы измерения напряжения при работе в режиме вольтметра 0,3 мВ — 100 В в диапазоне частот 20 Гц — 1 МГц. Погрешность измерения зависит от точности настройки режекторного фильтра, которая осуществляется последовательным приближением показания вольтметра к минимуму, т. е. к напряжению одних высших гармоник. Погрешность составляет 4—10 %.

При измерении нелинейных искажений сигнала одновременно производится оценка нелинейности того устройства, через которое прошел сигнал. Однако оценка эта неточная, так как производится при воздействии одиночного сигнала и в одной точке диапазона частот. В реальных рабочих условиях на вход радиотехнического усилителя в большинстве случаев поступают случайные сигналы с широким спектром или множество детерминированных сигналов различных частот. Поэтому продукты нелинейности возникают во всей полосе пропускания измеряемого объекта.

Статистический метод позволяет наиболее полно оха-

рактеризовать нелинейные свойства объекта в условиях, хорошо имитирующих рабочие. В качестве источника сигнала используется низкочастотный генератор шума ГШ (рис. 6-11, а) с равномерным спектром в диапазоне рабочих частот измеряемого объекта $f_{\min} - f_{\max}$. Напряжение шума подается на режекторный фильтр РФ, с помощью которого из спектра входного сигнала вырезается узкая полоса составляющих сигнала, расположенных вокруг средней частоты $f_{\text{ср.ф}}$ полосы пропускания режекторного фильтра (рис. 6-11, б). На выходе измеряемого объекта ИО в этой полосе образуются составляющие выходного сиг-

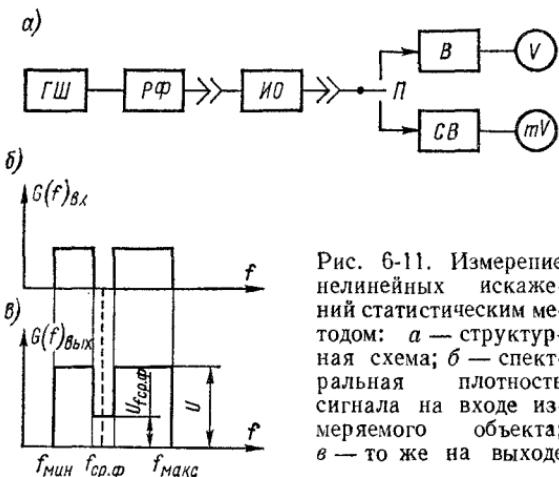


Рис. 6-11. Измерение нелинейных искажений статистическим методом: а — структурная схема; б — спектральная плотность сигнала на входе измеряемого объекта; в — то же на выходе

нала, являющиеся продуктами нелинейности. Напряжение $U_{f_{\text{ср.ф}}}$ этих составляющих измеряют селективным вольтметром СВ, настроенным на частоту $f_{\text{ср.ф}}$. Напряжение полного сигнала \dot{U} на выходе объекта измеряют обычным широкополосным вольтметром В среднеквадратического значения (рис. 6-11, в). Значение нелинейности, измеренной статистическим методом, $K_{\text{ст}} = U_{f_{\text{ср.ф}}} / \dot{U}$.

С помощью набора режекторных фильтров с разными средними частотами можно измерить и построить зависимость нелинейности от частоты во всем рабочем диапазоне объекта.

6-5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В радиотехнических устройствах применяются амплитудная, частотная, фазовая, импульсная и комбинированные виды модуляции. В первых трех видах модуляции

амплитуда, частота или фаза синусоидального модулируемого сигнала изменяется по закону изменения модулирующего напряжения. При импульсной модуляции высота, частота повторения, длительность или временное положение видеоимпульсов изменяются в соответствии с изменением модулирующего сигнала низкой частоты. Применяются и другие, более сложные виды модуляции — кодоимпульсная, дельта-модуляция и др.

Сигнал, модулированный по амплитуде, характеризуется коэффициентом модуляции M , по частоте, — девиацией частоты Δf , по фазе, — индексом угловой модуляции ψ . Кроме того, все модулированные сигналы характеризуются глубиной модуляции, равной отношению данного коэффициента, девиации или индекса к максимальному значению, принимаемому за 100 %-ную модуляцию. Для оценки модуляции импульсов необходимо измерять параметры импульсов и их последовательностей.

Амплитудная модуляция. Сигнал, модулированный по амплитуде, записывается так:

$$u = U(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (6-7)$$

где U — амплитуда немодулированного высокочастотного сигнала; $\omega = 2\pi f$; f — несущая частота; $\Omega = 2\pi F$; F — модулирующая частота; M — коэффициент амплитудной модуляции,

$$M = \Delta U / U, \quad (6-8)$$

(ΔU — приращение высокочастотного напряжения при модуляции).

Обычно коэффициент модуляции выражается в процентах. При амплитудной модуляции коэффициент модуляции и ее глубина совпадают.

На рис. 6-12, *a* показан график модулированного сигнала, соответствующий выражению (6-7); из графика следует, что

$$M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (6-9)$$

Формулы (6-8) и (6-9) справедливы только для симметричной модуляции. При несимметричной модуляции коэффициент модуляции измеряется раздельно «вверх» и «вниз» (рис. 6-12, *b*):

$$M_{\text{вв}} = \Delta U_{\text{вв}} / U \quad \text{и} \quad M_{\text{вн}} = \Delta U_{\text{вн}} / U. \quad (6-10)$$

Коэффициент амплитудной модуляции измеряют двумя методами: осциллографическим и методом выпрямления (детектирования).

Осциллографический метод, в свою очередь, осуществляют двумя способами: линейной или синусоидальной развертки.

При линейной развертке в канал вертикального отклонения подают высокочастотный модулированный сигнал, частоту развертки устанавливают в 2-3 раза ниже модулирующей частоты и синхронизируют модулирующим напря-

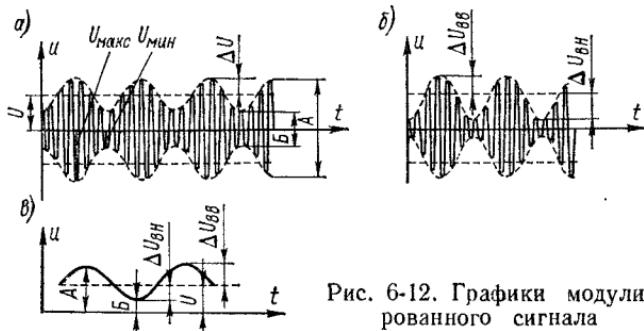


Рис. 6-12. Графики модулированного сигнала

жением. На экране осциллографа появляется осциллограмма модулированного сигнала в виде $y = f(t)$ (рис. 6-12, а). Измерив с помощью масштабной сетки максимальное отклонение луча $A = 2U_{\max}$ и минимальное $B = 2U_{\min}$, согласно формуле (6-9) получаем (в процентах)

$$M = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100. \quad (6-11)$$

В канал вертикального отклонения можно подать выпрямленный (детектированный) сигнал, т. е. напряжение огибающей. Если осциллограф пропускает постоянный ток, то на экране появится осциллограмма вида рис. 6-12, б, по которой также можно определить M . Размеры A и B измеряют относительно линии развертки.

При синусоидальной развертке в канал вертикального отклонения подают модулированный сигнал, а в канал горизонтального отклонения — модулирующее напряжение. Верхняя огибающая модулированного сигнала определяется выражением $y = U(1 + M \cos \Omega t)$. Отклонение по горизонтали $x = U \cos \Omega t$. Подставляя из последнего выражения $\cos \Omega t$ в выражение для y , получаем $y = U + Mx$, т. е. верхняя огибающая имеет вид прямой линии с наклоном, определяемым значением M . Аналогично, нижняя огибающая также прямая с наклоном $-M$. Осциллограмма представляет собой светящуюся плоскость

трапецидальной формы (рис. 6-13, а). Прямые, ограничивающие плоскость, являются фигурами Лиссажу, получившимися за счет взаимодействиягибающих модулированного сигнала с модулирующим напряжением при отсутствии фазового сдвига между ними. Размеры A и B соответствуют максимальному и минимальному значениям модулирующего напряжения, поэтому M вычисляется по формуле (6-11).

Усилители осциллографа или тракт модулирующего напряжения могут внести фазовый сдвиг междугибающими и модулирующим напряжением. При этом прямые примут вид эллипсов (рис. 6-13, б). Коэффициент амплитудной модуляции M вычисляется так же, как и раньше,

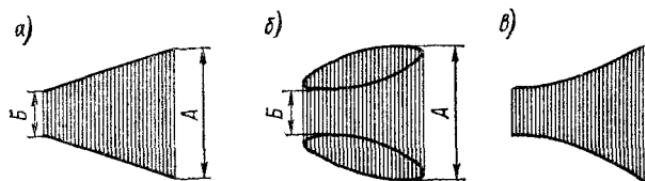


Рис. 6-13. Осциллограммы модулированного сигнала при синусоидальной развертке

только размеры A и B измеряются между точками касания горизонтальных прямых в местах максимального и минимального отклонений луча. Осциллограмма, изображенная на рис. 6-13, в, свидетельствует о наличии нелинейных искажений.

По виду фигуры, получающейся на экране осциллографа при отсутствии фазового сдвига и искажений, способ синусоидальной развертки частот называют *способом трапеции*.

Осциллографический метод прост и удобен. Погрешность составляет 5—10 %. Измерение коэффициента модуляции можно выполнять только на одной модулирующей частоте в процессе настройки, проверки или профилактики устройств. В рабочих условиях при модуляции многочастотным сигналом можно только наблюдать непрерывно меняющуюся картину модулированного сигнала, но измерить его параметры невозможно.

Метод выпрямления (детектирования) позволяет измерять коэффициент амплитудной модуляции в процессе работы передатчика (генератора). Сущность метода заключается в том, что высокочастотный модулированный сигнал детектируется, в результате чего выделяются постоян-

ная составляющая, пропорциональная напряжению несущей U , и составляющая модулирующей частоты (огибающая), амплитуды которой пропорциональны приращению сигнала при модуляции ΔU . Воспользовавшись формулой (6-8), можно определить M .

Приборы, основанные на этом методе, называют *модулометрами*, или измерителями модуляции. Структурная схема такого прямопоказывающего прибора представляет собой высококачественный супергетеродинный радиоприемник амплитудно-модулированных сигналов соответствующего диапазона частот (рис. 6-14) и особых пояснений не требует. Магнитоэлектрический индикатор, с помощью

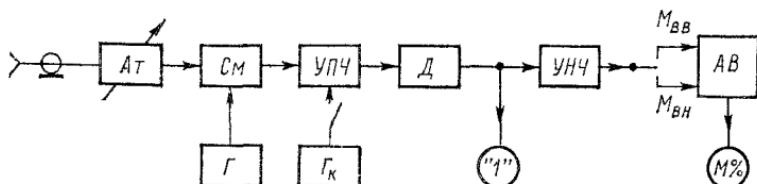


Рис. 6-14. Структурная схема измерителя коэффициента амплитудной модуляции

которого измеряется постоянная составляющая, выделенная детектором D , пропорциональная напряжению несущей, всегда устанавливается на условную отметку «1», и тогда амплитудный (пиковый) вольтметр AB с закрытым входом, измеряющий ΔU , можно градуировать непосредственно в процентах M . Переключая его вход, можно измерять M_{BV} и M_{BH} . Для установки напряжений несущей на «1» используют входной атенюатор At , а для проверки тракта промежуточной частоты измерителя модуляции — калибровочный генератор Γ_k .

Частотная модуляция. Сигнал, модулированный по частоте синусоидальным напряжением, записывается в таком виде:

$$u = U (\cos \omega_0 t + m_f \sin \Omega t), \quad (6-12)$$

где U — амплитуда напряжения несущей частоты f_0 ; $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\Omega = 2\pi F$; F — частота модулирующего напряжения; m_f — индекс частотной модуляции,

$$m_f = \Delta\omega/\Omega = \Delta f/F. \quad (6-13)$$

Здесь Δf — отклонение высокой частоты при модуляции, или девиация частоты.

Мгновенное значение частоты частотно-модулированного сигнала $f = f_0 \pm \Delta f$. Девиация частоты пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения и не зависит от его частоты:

$$\Delta f = aU_F. \quad (6-14)$$

Частота модулирующего напряжения определяет скорость изменения мгновенного значения девиации $\Delta f = -\Delta f_{\max} \cos \Omega t$, где Δf_{\max} — максимальное значение девиации, нормированное для данной системы связи или вещания. Например, для радиовещания с частотной модуляцией на ультракоротких волнах (УКВ ЧМ) $\Delta f_{\max} = \pm 50$ кГц; для звукового сопровождения телевизионных программ $\Delta f_{\max} = \pm 75$ кГц. В практике эксплуатации устройств с ЧМ в рабочих условиях измеряется девиация частоты Δf . Индекс модуляции m_f измеряется при контрольно-проверочных и регулировочных работах.

Для измерения девиации существует несколько методов, но практически используется метод частотного детектора. Сущность его состоит в том, что частотно-модулированный сигнал преобразуется в амплитудно-модулированный и детектируется; в результате получается напряжение, пропорциональное напряжению модулирующей частоты. Как следует из выражения (6-14), шкалу амплитудного вольтметра можно градуировать непосредственно в единицах девиации частоты — килогерцах. Приборы, предназначенные для измерения девиации частоты, называются девиометрами.

Девиометр представляет собой высококачественный калибранный радиоприемник частотно-модулированных сигналов, и его структурная схема подобна схеме модулеметра (рис. 6-14). Отличие заключается в том, что после усилителя промежуточной частоты имеется амплитудный ограничитель, а вместо амплитудного детектора используется частотный. Применяют частотные детекторы типа электронно-счетной схемы или на линии задержки. Вследствие общности большинства узлов модулеметра и девиометра они часто выпускаются в виде комбинированных приборов для измерения АМ и ЧМ сигналов. Погрешность составляет 3—5 %.

Выражение для частотно-модулированного сигнала можно представить в спектральной форме:

$$u = U J_0(m_f) \cos \omega_0 t + \\ + U \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_f) [\cos(\omega_0 + n\Omega)t + (-1)^n \cos(\omega_0 - n\Omega)t], \quad (6-15)$$

где $J_0(m_f)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка аргумента, равного индексу частотной модуляции m_f ; $J_n(m_f)$ — то же n -го порядка; $2n$ — число боковых полос в частотно-модулированном сигнале.

Первое слагаемое в правой части формулы (6-15) представляет собой напряжение несущей частоты; амплитуда его меняется по закону изменения функции Бесселя, кривая которой (рис. 6-15) проходит через нулевые значения. При равенстве индекса модуляции m_f значениям корней Бесселевой функции 2,4; 5,52; 8,65; 11,79; 14,93; 18,07 и так далее напряжение несущей в спектре частотно-модулированного колебания обращается в нуль, исчезает из спектра. На основе этого явления разработан метод измерения индекса частотной модуляции, названный методом исчезающей несущей.

Метод исчезающей несущей реализуется с помощью схемы измерения, приведенной на рис. 6-16. В нее входят: исследуемый генератор (передатчик) с частотной модуляцией; генератор низкой частоты, являющийся источником

модулирующих сигналов; высококачественный узкополосный радиоприемник соответствующего диапазона частот; элементы связи между передатчиком и приемником; индикатор напряжения несущей на выходе приемника. Полоса пропускания приемника должна быть меньше удвоенного значения самой низкой модулирующей частоты.

Измерение выполняют так. Радиоприемник сигна-

Рис. 6-16. Схема измерения индекса частотной модуляции методом исчезающей несущей

лов с амплитудной модуляцией $RПAM$ настраивают на несущую частоту передатчика $ПЧМ$ при отсутствии модуляции, и на индикаторе I устанавливают показание, близкое к максимальному. Радиоприемник регулируют на минимальную чувствительность. Затем постепенно повышают

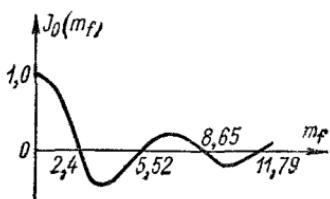
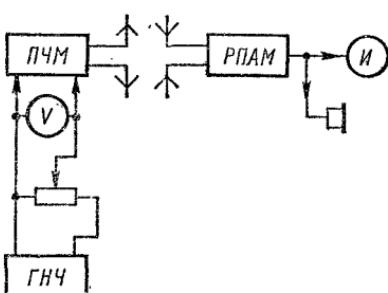


Рис. 6-15. График функции Бесселя первого рода нулевого порядка



напряжение U_F генератора ГНЧ при выбранном значении модулирующей частоты F . Показание индикатора при этом уменьшается и при некотором значении U_{F1} исчезает. Для точного определения момента исчезновения несущей увеличивают чувствительность приемника до возникновения собственных шумов. Полезно параллельно индикатору включить головные телефоны или громкоговоритель. Уточненному значению U_{F1} соответствует первый корень Бесселевой функции, равный 2,4, следовательно, $m_f = \Delta f/F = 2,4$ и девиация частоты $\Delta f_1 = m_{f1}F = 2,4F$.

Продолжая увеличивать напряжение модуляции, находят второе его значение, при котором снова исчезает показание индикатора. Это происходит при напряжении U_{F2} , которому соответствует второй корень Бесселевой функции, равный 5,52. Отсюда $m_{f2} = 5,52$, а девиация $\Delta f_2 = 5,52F$.

Модулирующую частоту F нужно поддерживать постоянной. Результаты измерения удобно свести в таблицу, подобную табл. 6-1 (здесь $F = 3$ кГц = const). По данным этой таблицы легко построить

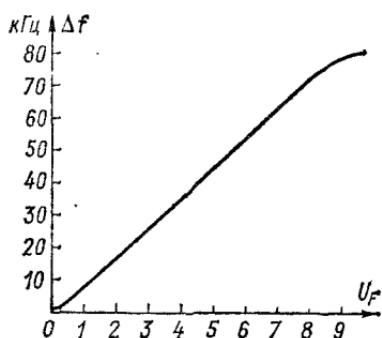


Рис. 6-17. Модуляционная характеристика

график, представляющий модуляционную характеристику передатчика. С помощью этого графика можно определить все промежуточные значения индекса m_f и напряжения U_F , а также границу линейного участка характеристики, за которым начинаются нелинейные искажения (рис. 6-17). Иногда характеристика не проходит через нуль (начало координат). Это свидетельствует о наличии паразитной частотной модуляции, вызванной собственными шумами в цепях передатчика или пульсациями питающего напряжения.

Точность определения девиации частоты методом исчезающей несущей зависит от погрешности установки частоты генератора модулирующего напряжения и намного превосходит точность измерения с помощью девиометров. Поэтому этот метод широко используется для первичной настройки и регулировки передатчиков, калибровки генераторов и в других случаях.

Импульсная модуляция. В процессе прохождения импульсов через различные цепи и устройства, а также во вре-

мя распространения радиоимпульсов между передающей и приемной антеннами форма их изменяется (искажается) и может принимать вид, представленный на рис. 6-18. Искажения разделяются на амплитудные — неравномер-

Таблица 6-1

U_F , В	m_f	Δf , кГц
0	0	$\approx (0,002 \div 0,01)$
1	2,4	7,2
2	5,52	16,56
3	8,65	25,95
4	11,79	35,37
5	14,93	44,79
6	18,07	54,21
7	21,21	63,63
8	24,35	73,05
9	27,49	82,47

ность вершины импульса δ , выбросы на вершине b_1 и в паузе b_2 , и временные — длительность фронта τ_ϕ и среза τ_c и связанная с ними длительность τ импульса на разных

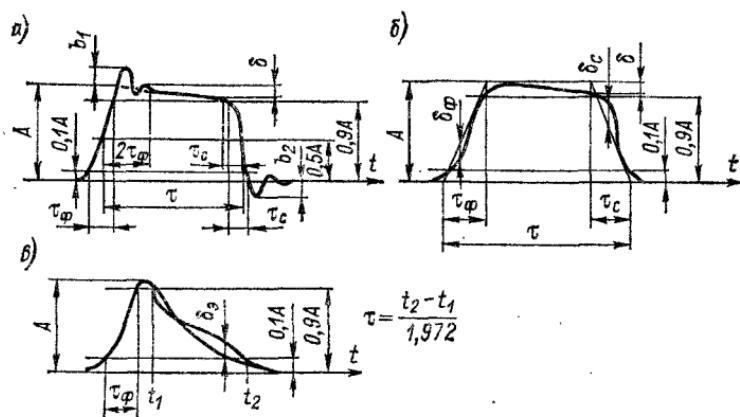


Рис. 6-18. Параметры сигналов импульсной формы: *a* — прямоугольного; *б* — трапецидального; *в* — экспоненциального

уровнях. В особо ответственных случаях рассматриваются нелинейности фронта δ_ϕ и среза δ_c и неэкспоненциальность среза δ_a . Импульсная последовательность характеризуется

частотой повторения, длительностью временных интервалов между соседними импульсами и скважностью или коэффициентом заполнения. Представляет интерес мгновенное значение высоты импульса в заданный момент времени и изменения этого значения под влиянием различных факторов. Иногда интересуются интегральными параметрами — обобщенными длительностью и высотой.

Все параметры импульсов напряжения, кроме интегральных, можно измерять с помощью осциллографа. При измерении импульсов тока их сначала превращают в импульсы напряжения. Для этого в цепь, по которой передаются импульсы тока, включают вспомогательный резистор с небольшим сопротивлением, падение напряжения на котором и измеряют.

Осциллографический метод измерения параметров импульсов получил широкое распространение благодаря своей наглядности. Однако в ряде случаев он не удовлетворяет требованиям точности, быстроты и удобства измерения.

Диапазон временных параметров импульсов простирается от долей наносекунды до единиц секунд. Измерение таких интервалов времени одним универсальным осцилло-

Рис. 6-19. К определению длительности импульса с помощью калиброванной развертки

графом невозможно. Для каждого конкретного случая нужно подбирать осциллограф, отвечающий по своим параметрам предстоящему измерению. Измерение длительностей осуществляют с помощью калиброванных меток (см. § 5-5) и калиброванной развертки. Способ калиброванных меток пригоден для измерений импульсов любой формы при любой скважности.

Способ калиброванной развертки применяют, если форма импульсов близка к прямоугольной, а скважность невелика. В этом случае на осциллограмме устанавливают два соседних импульса (рис. 6-19) и по масштабной сетке измеряют на экране осциллографа расстояния l_1 и l_2 . Полученные данные позволяют вычислить длительность импульса $\tau = (l_1/l_2) T_p$ и интервал между импульсами $T_p - \tau = (1 - l_1/l_2) T_p$, где T_p — установленное калиброванное значение длительности развертки.

Измерение амплитудных параметров — высоты импульса, выбросов и спада плоской части выполняют с помощью осциллографа по известному калиброванному коэффициенту отклонения по вертикали. Параметры наносекундных им-

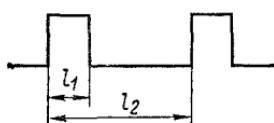


Рис. 6-19. К определению длительности импульса с помощью калиброванной развертки

графом невозможно. Для каждого конкретного случая нужно подбирать осциллограф, отвечающий по своим параметрам предстоящему измерению. Измерение длительностей осуществляют с помощью калиброванных меток (см. § 5-5) и калиброванной развертки. Способ калиброванных меток пригоден для измерений импульсов любой формы при любой скважности.

Способ калиброванной развертки применяют, если форма импульсов близка к прямоугольной, а скважность невелика. В этом случае на осциллограмме устанавливают два соседних импульса (рис. 6-19) и по масштабной сетке измеряют на экране осциллографа расстояния l_1 и l_2 . Полученные данные позволяют вычислить длительность импульса $\tau = (l_1/l_2) T_p$ и интервал между импульсами $T_p - \tau = (1 - l_1/l_2) T_p$, где T_p — установленное калиброванное значение длительности развертки.

Измерение амплитудных параметров — высоты импульса, выбросов и спада плоской части выполняют с помощью осциллографа по известному калиброванному коэффициенту отклонения по вертикали. Параметры наносекундных им-

пульсов измеряют с помощью стробоскопических осциллографов.

Погрешность измерения осциллографическим методом составляет 5—10, в лучшем случае 2—4 %. Для более точных измерений импульсов выпускаются специализированные приборы, которые по способу отображения полученных результатов измерения делятся на осциллографические и цифровые.

Осциллографические измерители временных и амплитудных параметров отличаются от универсальных осциллографов наличием дополнительных узлов, позволяющих выполнять амплитудные измерения сигнала на любом уровне от 0,1 до 0,9 его высоты через 0,1 и устанавливать произвольно уровень начала и конца измерения с погреш-

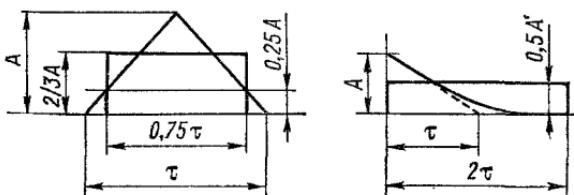


Рис. 6-20. К определению обобщенной длительности и обобщенной высоты импульса

ностью 1—3 %. Погрешность измерения временных параметров не превышает $10^{-2} - 10^{-3} \%$, что достигается наличием точных калибраторов длительности, стабилизованных кварцевыми резонаторами. Недостатком осциллографических измерителей является сравнительно малая чувствительность.

Цифровые измерители временных интервалов основаны на методе дискретного счета, сущность которого заключается в следующем. Измеряемый временной интервал заполняется стабильными счетными импульсами известной длительности, а их число подсчитывается электронным счетчиком с выдачей результата в цифровой форме. Основными достоинствами цифровых измерителей являются: возможность измерения параметров одиночных импульсов; быстродействие; удобная индикация; вывод результатов измерения в электрическом коде; малая погрешность. Подробно метод дискретного счета рассматривается в гл. 8.

Интегральные параметры измеряются приборами, в которых измеряемая величина преобразуется в пропорциональный ей аналоговый или дискретный сигнал. Обобщен-

ные высота и длительность равны высоте и длительности эквивалентного импульса прямоугольной формы с равной площадью и энергией. На рис. 6-20 показаны для примера соотношения реальных и обобщенных высоты и длительности треугольного и экспоненциального импульсов. Приборы, измеряющие интегральные параметры, позволяют сравнивать импульсные сигналы с энергетической точки зрения, что иногда бывает единственным критерием.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Фазовым сдвигом ϕ называется модуль разности аргументов двух гармонических сигналов одинаковой частоты $u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$, т. е. разности начальных фаз (рис. 7-1, а):

$$\phi = |\varphi_1 - \varphi_2|.$$

Фазовый сдвиг является постоянной величиной и не зависит от момента отсчета. Обозначим через ΔT интервал

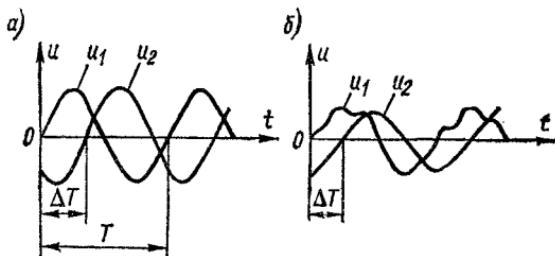


Рис. 7-1. Графики сигналов: а — гармонических с фазовым сдвигом; б — несинусоидальных с временным интервалом

времени между моментами, когда сигналы находятся в одинаковых фазах, например при переходах через нуль от отрицательных к положительным значениям. Тогда фазовый сдвиг $\phi = \omega \Delta T = 2\pi \Delta T / T$, или

$$\phi = 360 \Delta T / T, \quad (7-1)$$

где T — период гармонических сигналов.

Фазовый сдвиг появляется, когда электрический сигнал проходит через цепь, в которой он задерживается. Колебательные контуры, фильтры, фазовращатели и другие четырехполюсники вносят фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями $\phi = \omega t_3$, где t_3 — длительность задержки в секундах. Усилительный каскад обычного типа вносит фазовый сдвиг, равный π . Многие радиотехнические устройства: радиолокационные, радионавигационные, телевизионные, широкополосные усилители всех назначений, фильтры — характеризуются наряду с другими параметрами фазочастотной характеристикой $\phi(\omega)$, т. е. зависимостью фазового сдвига от частоты. Фазовая модуляция и манипуляция широко применяются в аппаратуре телеметрии и связи; измерение фазового сдвига в этих устройствах является определяющим как при настройке, так и в эксплуатации.

Если напряжения с одинаковыми частотами имеют несинусоидальную форму, то фазовый сдвиг рассматривается между их первыми гармониками; при измерении напряжение высших гармоник отфильтровывается с помощью фильтров нижних частот. Можно такие напряжения характеризовать временем интервалом ΔT (рис. 7-1, б).

Для измерения фазового сдвига применяют следующие методы: осциллографический, компенсационный, преобразования фазового сдвига в импульсы тока и метод дискретного счета. Все эти методы будут рассмотрены ниже. Сначала ознакомимся с фазовращателями.

7-2. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Фазовращателем называется устройство, с помощью которого вводится в электрическую цепь известный и регулируемый фазовый сдвиг. Конструкция фазовращателя зависит от диапазона рабочих частот, для которого он предназначен.

Низкочастотный RC -фазовращатель (рис. 7-2, а) представляет собой неуравновешенный четырехплечий мост. На плечи R_1 и R_2 равных сопротивлений подают входное напряжение $U_{\text{вх}}$. Плечи R и C являются фазосдвигающими: напряжения U_R и U_C сдвинуты относительно друг друга на 90° . Сумма этих напряжений всегда равна входному напряжению. Сопротивление резистора R можно изменять от 0 до ∞ ; емкость конденсатора C постоянна. При изменении сопротивления значения U_R и U_C меняются. На векторной диаграмме (рис. 7-2, б) показано взаимное расположение

ложение векторов напряжений в этой схеме. Выходное напряжение снимается с диагонали моста и его вектор при изменении сопротивления резистора R описывает полуокружность. Из рассмотрения векторной диаграммы следует, что $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}/2$, а $\varphi = 2 \arctg \omega CR$.

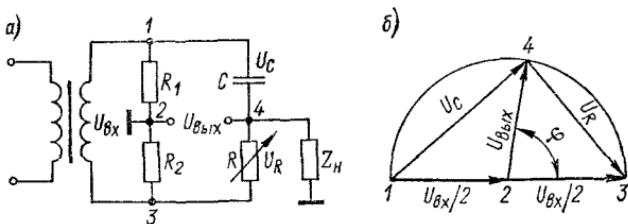


Рис. 7-2. Низкочастотный мостовой фазовращатель

Таким образом, при изменении сопротивления резистора R от 0 до ∞ фазовый сдвиг меняется от 0 до 180° в режиме холостого хода фазовращателя, т. е. при $Z_n = \infty$.

Практически между нагрузкой и выходными зажимами фазовращателя включают эмиттерный или истоковый повторитель с конечным входным сопротивлением, и потому пределы изменения фазового сдвига составляют приблизительно $10 - 160^\circ$.

Фазовращатель предназначен для работы на одной частоте; при переходе на другую частоту необходимо подключать соответствующий конденсатор C . Шкала неравномерная. Погрешность установки фазового сдвига максимальна при $\varphi = 90^\circ$.

Низкочастотный фазовращатель с пределами изменения фазового сдвига $0 - 360^\circ$ представлен на рис. 7-3. Коэффициент передачи по напряжению в режиме холостого хода ($Z_n = \infty$)

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{(\dot{Z}_3 + \dot{Z}_2)(R_1 + R_4)}{R_4 \dot{Z}_2 - R_1 \dot{Z}_3}. \quad (7-2)$$

Подставляя в (7-2) значения \dot{Z}_2 и \dot{Z}_3 и полагая $C_2 = C_3 = C$ и $R_2 = R_3 = R$, получим

$$K = 6e^{2\arctg \left(-\frac{3\omega RC}{\omega^2 R^2 C^2 - 1} \right)}. \quad (7-3)$$

Из выражения (7-3) следует, что выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}/6$ и постоянно при условии $R_4 = 5 R_1$; а фазовый сдвиг

$$\varphi = 2 \arctg \frac{3\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2}.$$

Изменение фазы на выходе фазовращателя при данной частоте ω и постоянной емкости конденсаторов осуществляется одновременным и одинаковым изменением сопротивлений собственных резисторов R_2 и R_3 .

Индуктивный фазовращатель гониометрического типа состоит из двух одинаковых катушек индуктивности L_1 , L_2 (статора), расположенных в пространстве перпендикулярно друг другу, и подвижной катушки L_n (ротора), расположенной внутри статора. Входное напряжение расщепляется на два, сдвинутых на 90° , и по катушкам статора протекают синусоидальные токи с тем же фазовым сдвигом: $i_1 = I_1 \sin \omega t$ и $i_2 = I_2 \cos \omega t$ (рис. 7-4). Внутри статора существует вращающееся магнитное поле, индуцирующее в роторе ЭДС

$$e = e_1 + e_2 = -M_1 \sin \alpha \frac{di_1}{dt} - M_2 \cos \alpha \frac{di_2}{dt} = \\ = -\omega M_1 I_1 \sin \alpha \cos \omega t + \omega M_2 I_2 \cos \alpha \sin \omega t,$$

где M — взаимные индуктивности катушек статора и ротора; α — угол поворота ротора.

Конструкция гониометра выполняется строго симметричной, и потому $M_1 = M_2 = M$, $I_1 = I_2 = I$ и выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = e = \omega M I \sin(\omega t - \alpha).$$

Отсюда следует, что выходное напряжение постоянно и равно MI , а фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями совпадает с механическим углом поворота ротора относительно неподвижного статора в пределах $0-360^\circ$. Практически, благодаря неполной симметрии, некоторой несинусоидальности входного напряжения, неточному расщеплению его со сдвигом на 90° , выходное напряжение меняется в пределах $0,3-2\%$, а фазовый сдвиг не совпадает с углом поворота ротора на $10-60'$.

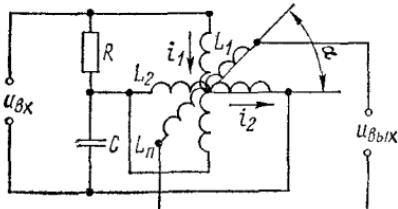


Рис. 7-4. Индуктивный фазовращатель

Индуктивные фазовращатели разделяются на низкочастотные, работающие в диапазоне 500—200 кГц, и высокочастотные, предназначенные для диапазона частот 100 кГц — 2,5 МГц.

Емкостный фазовращатель (рис. 7-5) состоит из конденсатора переменной емкости особой конструкции и устройства для расщепления напряжения. Верхняя пластина 1 конденсатора разрезана на четыре сегмента, а нижняя 2 — сплошная круглая. Между ними помещен ротор 3 в форме диска, выполненного из диэлектрика с большой диэлектрической постоянной. Для того чтобы емкость в каждом секторе конденсатора изменялась по синусоидальному

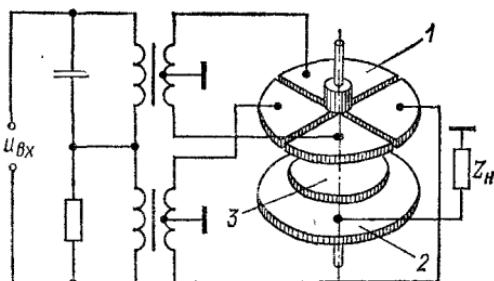


Рис. 7-5. Емкостный фазовращатель

закону, ротор должен иметь форму кардиоиды, но для простоты изготовления ему придают форму диска и устанавливают эксцентрично: ось вращения смещена относительно центра конденсатора на 0,53 радиуса диска. Входное напряжение расщепляется на четыре напряжения с одинаковыми амплитудами и последовательно увеличивающимися на 90° фазовыми сдвигами:

$$u_1 = U_1 \sin \omega t; \quad u_2 = U_2 \cos \omega t; \\ u_3 = -U_3 \sin \omega t; \quad u_4 = -U_4 \cos \omega t.$$

Для такого расщепления напряжения на низких частотах применяют трансформаторы (рис. 7-5), а на высоких — электронные схемы. Эти напряжения подаются на сегменты; выходное напряжение снимается с нижней пластины. При повороте ротора изменяется емкость между нижней пластиной и соответствующим сегментом и в выходном напряжении появляется фазовый сдвиг, угол которого совпадает с углом поворота ротора в пределах 0 — 360° . Амплитуда выходного напряжения постоянна при условии,

что четыре напряжения равны по амплитудам и сдвинуты точно на 90° ; что их форма чисто синусоидальна; что сопротивление нагрузки стремится к бесконечности.

Емкостные фазовращатели применяются на частотах до десятков мегагерц. Погрешность установки фазы $0,5\text{--}2^\circ$.

В диапазоне сверхвысоких частот фазовый сдвиг получают с помощью фазовращателей-удлинителей, диэлектрических и поляризационных фазовращателей.

Фазовращатель-удлинитель тромбонного типа создает фазовый сдвиг за счет изменения длины электрического тракта. Коаксиальный и волноводный фазовращатели (рис. 7-6) вносят фазовый сдвиг, пропорциональный удвоенному перемещению U-образной подвижной части: $\phi = 360 \cdot 2l/\lambda_b$, где λ_b — длина волны в волноводе. Отрезки коаксиалов длиною $\lambda/4$ представляют собой «металлические изоляторы», так как их входное сопротивление равно бесконечности. На этом же принципе работает фазовращатель с циркуляром (рис. 7-7). Фазовый сдвиг получается изменением положения короткозамыкателя в плече 2.

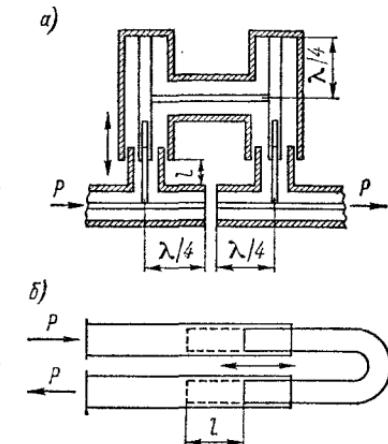


Рис. 7-6. Фазовращатель-удлинитель: *а* — коаксиальный; *б* — волноводный

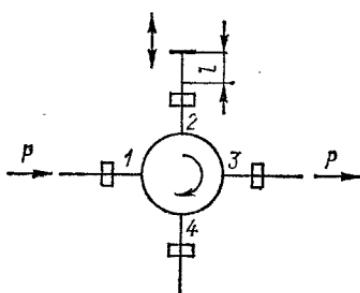


Рис. 7-7. Фазовращатель с циркуляром

тонкая пластина из высококачественного диэлектрика. При ее перемещении от узкой стенки к центру волновода происходит концентрация поля в месте расположения пластины, что эквивалентно увеличению фазового сдвига. Микрометрический механизм перемещения градуируют в градусах фазового сдвига.

Диэлектрический фазовращатель (рис. 7-8, *а*) состоит из отрезка прямоугольного волновода, внутри которого параллельно вектору E электромагнитного поля помещена

Диэлектрический фазовращатель (рис. 7-8, *а*) состоит из отрезка прямоугольного волновода, внутри которого параллельно вектору E электромагнитного поля помещена

Поляризационный фазовращатель состоит из трех секций круглого волновода (рис. 7-8, б): две крайние секции неподвижны, и в них в одной плоскости помещены диэлектрические пластины длиною $\lambda/4$; центральная секция с пластиной длиною $\lambda/2$ может поворачиваться вокруг продольной оси на угол 180° . На вход фазовращателя через переход от прямоугольного волновода к круглому поступает линейно-поляризованная волна. Проходя через первую секцию, она преобразуется в волну с круговой поляризацией. При прохождении волны вдоль полуволновой пластины направление вращения плоскости поляризации меняется на обратное. В выходной секции волна вновь преобразуется в линейно-поляризованную. Поворот полу-

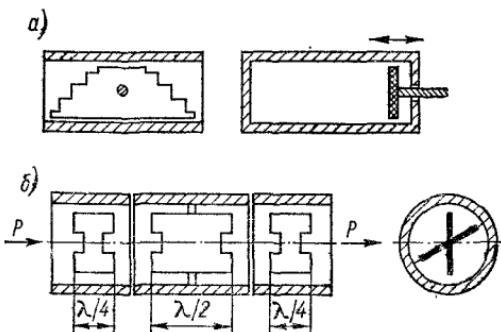


Рис. 7-8. Фазовращатели волноводные

волновой пластины на угол ϕ вызывает изменение фазового сдвига выходной волны на 2ϕ . Фазовращатель является взаимным устройством, поэтому если его закоротить, то волна, отраженная от короткозамыкателя, будет иметь удвоенный фазовый сдвиг по сравнению с волной, прошедшей через фазовращатель только в прямом направлении.

Шкала фазовращателя линейна. При точном микрометрическом механизме обеспечивается плавная установка фазового сдвига в пределах 0 — 360° с погрешностью 1 — 2° .

Ступенчатые фазовращатели для частот больше 1 МГц выполняются из отрезков коаксиального кабеля; для частот ниже 1 МГц — из звеньев искусственной линии, подобной линии задержки (см. рис. 5-11, а). Фазовращатели должны работать в режиме бегущей волны, т. е. на согласованную нагрузку. Фазовый сдвиг выходного напряжения определяется по формуле

$$\varphi = n\omega \sqrt{LC},$$

где L и C — индуктивность и емкость одного звена искусственной линии или параметры кабеля на метр его длины; n — число звеньев или длина кабеля в метрах; $\omega = 2\pi f$, f — частота сигнала, распространяющегося вдоль линии или кабеля.

Градуировка действительная для одной частоты, но ею можно пользоваться и на других частотах, так как фазовый сдвиг и частота пропорциональны друг другу. В фазовращателе, выполненному на искусственной линии, возможны погрешности фазового сдвига за счет собственной емкости катушек индуктивности и выходного напряжения за счет потерь. Большим достоинством таких фазовращателей является возможность плавного изменения фазового сдвига путем изменения тока подмагничивания катушек с ферромагнитными сердечниками.

7-3. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД

Измерение фазового сдвига осциллографическим методом можно реализовать способами линейной, синусоидальной и круговой разверток. Ограничимся рассмотрением первых двух способов, как наиболее распространенных.

Способ линейной развертки осуществляется так. В каналы вертикального отклонения двухлучевого или двухканального осциллографа подают напряжения $u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$; генератор развертки осциллографа включен. Полезно уравнять амплитуды обоих напряжений. Осциллограмма будет иметь вид, представленный на рис. 7-9. Фазовый сдвиг вычисляют по формуле (7-1), подставляя измеренные длины отрезков l и Δl , соответствующие T и ΔT .

Способ синусоидальной развертки осуществляется с помощью однолучевого осциллографа. В канал вертикального отклонения подается напряжение $u_y = U_y \sin(\omega t + \varphi)$, а в канал горизонтального — $u_x = U_x \sin \omega t$; генератор развертки выключен. На экране осциллографа появляется осциллограмма в виде эллипса (рис. 7-10), уравнение которого согласно формуле (5-8) имеет вид

$$y = \frac{B}{A} (x \cos \varphi + \sqrt{A^2 - x^2} \sin \varphi),$$

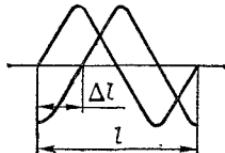


Рис. 7-9. Осциллограмма при линейной развертке

где B и A — максимальные отклонения по вертикали и горизонтали соответственно.

Положив $x = 0$, получим вертикальный отрезок $y_0 = B \sin \varphi$; положив $y = 0$, получим горизонтальный отрезок $x_0 = A \sin \varphi$. Отсюда: $\sin \varphi = \pm y_0/B = \pm x_0/A$. Перед измерением удобно уравнять максимальные отклонения по вертикали и по горизонтали ($A = B$); тогда $y_0 = x_0$. Для вычисления фазового сдвига измеряют по осциллографу отсекаемые на координатных осях отрезки $2x_0$ или $2y_0$ и сторону прямоугольника $2A$ или $2B$, в который вписан эллипс:

$$\varphi = \pm \arcsin \frac{2y_0}{2B} = \pm \arcsin \frac{2x_0}{2A}. \quad (7-4)$$

Способ синусоидальной развертки не позволяет определить фазовый сдвиг однозначно. Когда оси эллипса совпадают с осями координат, фазовый сдвиг φ равен 90° или 270° . Если большая ось эллипса располагается в первом и третьем квадрантах, то фазовый сдвиг $0 < \varphi < 90^\circ$ или $270^\circ < \varphi < 360^\circ$; если во втором и четвертом, то $90^\circ < \varphi < 180^\circ$ или $180^\circ < \varphi < 270^\circ$. Для устранения неоднозначности нужно ввести дополнительный сдвиг 90° , и по изменению вида осциллографа легко определить действительный фазовый сдвиг. Например, получили φ , равный 30 или 330° . Ввели дополнительно $+90^\circ$. Если осциллограф осталась в прежних квадрантах, то $\varphi = -330^\circ$; если переместилась во второй и четвертый, то $\varphi = 30^\circ$.

Осциллографический метод не требует никаких дополнительных приборов и прост по идеи. Однако он является косвенным, требует линейных измерений и вычислений, что приводит к значительным погрешностям.

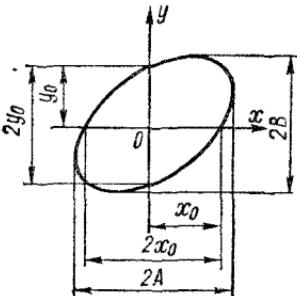


Рис. 7-10. Осциллограф при синусоидальной развертке

Общая погрешность складывается из случайных погрешностей — измерения длин отрезков, совмещения следа луча с линиями масштабной сетки и конечного значения диаметра светового пятна на экране осциллографа, и систематических — инструментальной и методической. Инструментальная погрешность возникает за счет наличия собственных фазовых сдвигов в каналах осциллографа. Методическая погрешность связана с наличием гармоник в исследуемых напряжениях.

Погрешность измерения отрезков l можно уменьшить тщательной фокусировкой луча при малой яркости и применением осциллографа с электронно-лучевой трубкой, в которой масштабная сетка нанесена на внутреннюю поверхность экрана. Фазовый сдвиг в каналах осциллографа легко обнаружить, подав одно и то же напряжение на оба входа осциллографа. При отсутствии фазового сдвига на экране появится прямая линия. Если появляется эллипс, то нужно измерить значение фазового сдвига по формуле (7-4) и внести в результат измерения соответствующую поправку. Если поправку точно определить не удается, то погрешность можно исключить методом компенсации. Для этого нужно выполнить два измерения: первое — как обычно, а второе — подав исследуемые напряжения на противоположные входы осциллографа. В результате первого измерения получим $\varphi_1 = \varphi + \Delta\varphi$, где $\Delta\varphi$ — неизвестный фазовый сдвиг в каналах осциллографа. В результате второго получим $\varphi_2 = (360^\circ - \varphi) + \Delta\varphi$. Из разности $\varphi_2 - \varphi_1 = 360^\circ - 2\varphi$ находим искомый фазовый сдвиг $\varphi = 180^\circ - [(\varphi_2 - \varphi_1)/2]$.

7-4. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД

Для измерения фазового сдвига компенсационным методом с осциллографической индикацией собирают измерительную установку (рис. 7-11), состоящую из однолучевого

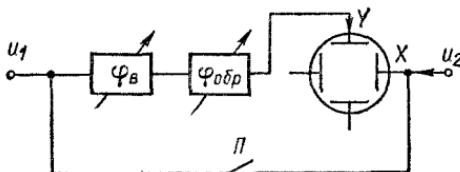


Рис. 7-11. Схема измерения фазового сдвига методом компенсации

осциллографа, образцового $\phi_{обр}$ и вспомогательного $\phi_{в}$ фазовращателей. Сначала в установке устраниют собственный фазовый сдвиг. Для этого замыкают переключатель $П$ и напряжение u_1 подают на оба входа осциллографа. Указатель шкалы образцового фазовращателя устанавливают на нуль, а вспомогательный регулируют до получения на экране осциллографа прямой линии. При этом вспомогательным фазовращателем компенсируется собственный фазовый сдвиг измерительной установки. Для лучшей компен-

сации регулировку усиления обоих каналов осциллографа устанавливают на максимум. Осциллограмма при этом выходит за пределы экрана, но это не существенно, так как измерений ее делать не нужно. Затем размыкают переключатель и подают напряжение u_1 в канал Y и u_2 — в канал X ; на экране появляется эллипс или его центральная часть в виде двух параллельных линий. Регулируя образцовый фазовращатель, добиваются слияния этих линий в одну прямую, т. е. общего нулевого фазового сдвига.

Значение фазового сдвига между напряжениями u_1 и u_2 по показанию шкалы образцового фазовращателя определяется следующим образом. Если напряжение u_1 опережает

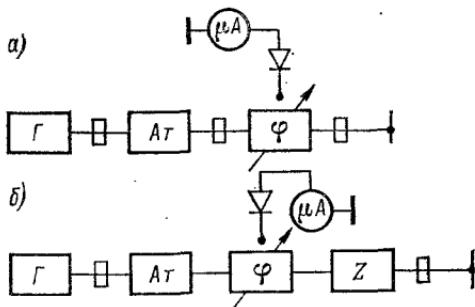


Рис. 7-12. Измерение фазового сдвига компенсационным методом на сверхвысоких частотах

по фазе напряжение u_2 , то показание по шкале образцового фазовращателя равно фазовому сдвигу: $\Phi = \Phi_{\text{обр}}$. Если напряжение u_1 отстает, то $\Phi = 360^\circ - \Phi_{\text{обр}}$.

Погрешность измерения определяется в основном погрешностью градуировки шкалы образцового фазовращателя.

На сверхвысоких частотах компенсационный метод реализуется способом короткого замыкания. Собирают измерительную установку, состоящую из генератора Γ , развязывающего аттенюатора At и фазовращателя φ , выход которого замыкают накоротко (рис. 7-12, a). Когда генератор включен, в тракте устанавливается стоячая волна. В произвольном сечении фазовращателя помещают зонд, соединенный с диодом и индикатором.

Регулируя фазовращатель, добиваются нулевого показания индикатора, т. е. совмещают узел напряжения и плоскость сечения, где расположен зонд; делают отсчет по шкале фазовращателя Φ_1 . Затем вместо короткозамыкателя к выходу фазовращателя присоединяют испытуемое

устройство Z (отрезок волновода, трансформатор, фильтр, переходное устройство и др.), также замкнутое накоротко (рис. 7-12, б). Узел напряжения смещается; регулировкой фазовращателя сдвигают узел на прежнее место, что фиксируется по нулевому показанию микроамперметра, и делают второй отсчет по шкале фазовращателя φ_2 . Фазовый сдвиг, вносимый исследуемым устройством φ , равен полуразности этих показаний: $\varphi = (\varphi_1 - \varphi_2)/2$. Для уменьшения погрешности тракт должен быть согласованным, а индикатор чувствительным. В качестве индикатора можно применять селективный вольтметр, а генератор модулировать низкочастотным напряжением. Частоты модуляции и настройки селективного милливольтметра должны совпадать. Полезно помнить, что устройство, геометрическая длина которого равна длине волны проходящего по нему колебания, вносит фазовый сдвиг, равный 360° .

7-5. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА В ИМПУЛЬСЫ ТОКА

Исследуемые напряжения u_1 и u_2 поступают на два идентичных канала, каждый из которых состоит из входного устройства $BхУ$, синхронизируемого мультивибратора $СМВ$ и дифференцирующей цепи $ДЦ$ (рис. 7-13, а). Мультивибраторы вырабатывают меандры U_1 и U_2 , частота которых равна частоте входных напряжений (рис. 7-13, б). Меандры дифференцируются, и фронты получившихся при этом

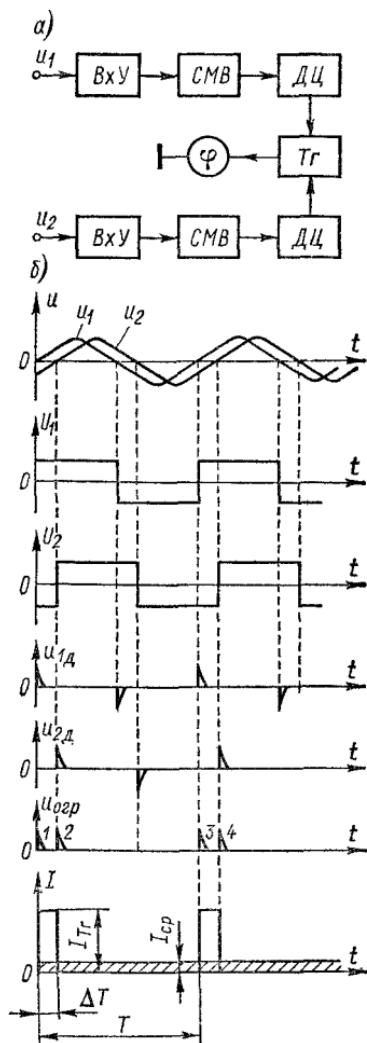


Рис. 7-13. Прямопоказывающий фазометр

коротких импульсов u_{1d} и u_{2d} точно соответствуют моментам переходов через нуль исходных напряжений. Отрицательные импульсы ограничиваются, а положительные u остаются. Нетрудно убедиться, что интервал ΔT между импульсами 1—2, 3—4 и т. д. пропорционален фазовому сдвигу; если его отнести к длительности периода T , то в соответствии с формулой (7-1) получим $\varphi = 360\Delta T/T$. Положительные импульсы используют для управления триггером T_g . Импульс первого канала открывает триггер, а второго — закрывает. В соответствующей цепи триггера возникает прямоугольный импульс I_{Tr} , длительность которого ΔT соответствует фазовому сдвигу φ .

В цепь тока триггера включен магнитоэлектрический миллиамперметр, показания которого пропорциональны среднему значению тока за период:

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{Tr} dt = I_{Tr} \Delta T / T = a\varphi.$$

Очевидно, что шкалу миллиамперметра можно градуировать непосредственно в градусах.

Прямопоказывающий прибор, схему которого мы рассмотрели, называется фазометром. Диапазон рабочих частот фазометра, работающего на принципе преобразования фазового сдвига в импульсы тока, ограничен снизу инерционными свойствами магнитоэлектрического индикатора (20 Гц), а сверху — паразитными параметрами схемы и инерционностью транзисторов, ухудшающими фронт импульса и четкость срабатывания триггера. Применение туннельных диодов позволяет увеличить верхнюю границу частот до 1 МГц. Погрешность измерения составляет 1,5—3°.

7-6. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Измерение фазового сдвига методом дискретного счета основано на формуле (7-1), в которую следует подставить вместо интервалов времени ΔT и T соответствующее им число импульсов с постоянной частотой повторения. Прямопоказывающие фазометры такого типа называют электронно-счетными, или цифровыми, фазометрами. Имеется несколько схем цифровых фазометров, но преимущественное распространение получили интегрирующие фазометры, в которых результат измерения представляет собой среднее значение фазового сдвига за большое число периодов измеряемого

напряжения. В таких фазометрах обеспечивается хорошая помехозащищенность.

Структурная схема цифрового фазометра средних значений приведена на рис. 7-14, а, а диаграммы напряжений, поясняющие ее работу, — на рис. 7-14, б. В схеме имеются два формирующих устройства ΦU_1 и ΦU_2 , управляющее

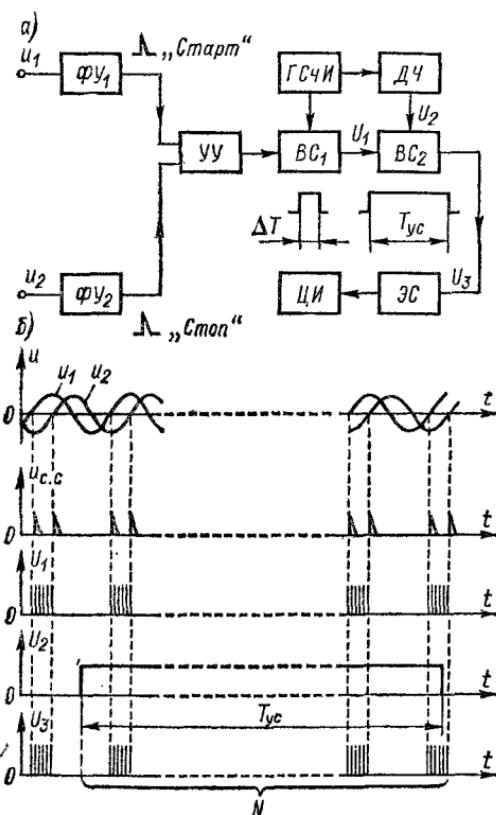


Рис. 7-14. Цифровой фазометр среднего значения

устройство $УУ$, два временных селектора BC_1 и BC_2 , генератор счетных импульсов $ГСЧИ$, делитель частоты $ДЧ$ и электронный счетчик $ЭС$ с цифровой индикацией $ЦИ$.

На входы формирующих устройств поступают два напряжения u_1 и u_2 , фазовый сдвиг между которыми подлежит измерению. Когда напряжение u_1 переходит через нуль от отрицательных значений к положительным, на выходе первого формирующего устройства появляется стартовый

импульс, действующий на управляющее устройство так, что оно открывает первый временной селектор. Когда напряжение u_2 аналогично переходит через нуль, на выходе второго формирующего устройства появляется стоповый импульс, который через управляющее устройство закрывает первый селектор. Следовательно, первый временной селектор находится в открытом состоянии один раз за период исследуемых напряжений в течение интервала времени ΔT . Этот интервал заполняется счетными импульсами, поступающими от генератора ГСЧИ. Таким образом, через открытый первый селектор BC_1 проходит группа из n импульсов: $n = \Delta T / T_{\text{сч}} = \Delta T f_{\text{сч}}$, где $T_{\text{сч}} = 1/f_{\text{сч}}$ — период повторения счетных импульсов.

Для усреднения результата измерения импульсы считаются в течение интервала времени $T_{\text{yc}} = mT$, где T — период входных напряжений. Импульс длительностью T_{yc} формируется делителем частоты ДЧ из счетных импульсов; $T_{\text{yc}} = kT_{\text{сч}}$, где k — коэффициент умножения периода, а $1/k$ — коэффициент деления частоты. Импульс поступает на второй селектор BC_2 , открывает его, и на электронный счетчик пройдут m групп счетных импульсов. Общее число импульсов, прошедших на счетчик и далее на цифровой индикатор, составляет $N = nm$. Подставляя значения n и m , а затем ΔT из формулы (7-1), получаем

$$N = \frac{T_{\text{yc}} \Delta T}{TT_{\text{сч}}} = \frac{kT_{\text{сч}}}{TT_{\text{сч}}} \frac{\varphi T}{360} = \frac{k}{360} \varphi,$$

откуда измеренный фазовый сдвиг

$$\varphi = \frac{360}{k} N = aN.$$

Погрешность измерения складывается из случайной погрешности дискретности, т. е. возможности потери одного счетного импульса в группе, и возможности потери части группы в интервале усреднения. Анализ показывает [4], что максимальная погрешность составляет $\Delta\varphi = 90/(fT_{\text{yc}}) = 90/m$, где f — частота исследуемых напряжений. Отсюда следует, что с понижением f время измерения возрастает. Для уменьшения погрешности дискретности иногда применяют модуляцию частоты генератора счетных импульсов (в небольших пределах), что приводит к равновероятному числу импульсов в каждой группе и математическому ожиданию, равному нулю в интервале времени усреднения.

7-7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ФАЗОВОГО СДВИГА

Умножение частоты применяют для уменьшения погрешности при измерении малых фазовых сдвигов. Понижение частоты путем гетеродинного преобразования используют при измерении на высоких и сверхвысоких частотах.

Умножение частоты приводит к увеличению фазового сдвига. Если аргументы измеряемых напряжений $\omega t + \varphi_1$ и $\omega t + \varphi_2$, то после умножителей частоты с одинаковыми коэффициентами умножения n получим $n(\omega t + \varphi_1)$ и $n(\omega t + \varphi_2)$ соответственно. Фазовый сдвиг, измеренный

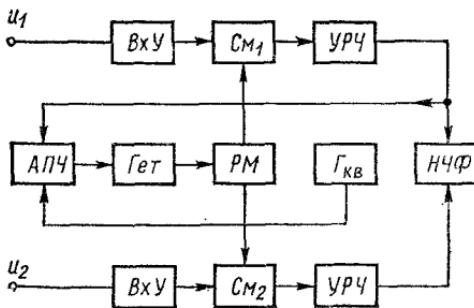


Рис. 7-15. Структурная схема фазометра с преобразованием частоты

фазометром, $\varphi = n(\varphi_1 - \varphi_2)$ увеличился в n раз, и погрешность его измерения может быть меньше. Фазовый сдвиг между исследуемыми напряжениями $\varphi = \varphi/n = \varphi_1 - \varphi_2$.

Гетеродинное преобразование частоты (рис. 7-15) позволяет понижать частоту исследуемых напряжений с сохранением прежнего фазового сдвига. Напряжения u_1 и u_2 подают в два идентичных канала, содержащие входные устройства *BxU*, смесители *Cm* и усилители разностной частоты *УРЧ*. На оба смесителя подается напряжение гетеродина *Гет* в одинаковой фазе. Равенство фаз цепей гетеродина — смеситель достигается равенством их электрических длин. Для устранения взаимного влияния каналов друг на друга между ними установлен развязывающий мост *РМ*. На выходах смесителей получается напряжение разностной частоты с исходным фазовым сдвигом. После усиления эти напряжения поступают на низкочастотный фазометр для измерения фазового сдвига. Диапазон частот определяется диапазоном частот перестройки частоты гетеродина. Имеются фазометры с верхней частотой 1,5 и

7 ГГц. Для повышения точности измерений гетеродин выполняется с автоматической подстройкой частоты АПЧ. Частота генератора с кварцевой стабилизацией $\Gamma_{\text{кв}}$ сравнивается с разностной частотой на выходе усилителя, с точностью до фазы. Погрешность измерения возникает вследствие неидеальных амплитудных и фазовых характеристик усилителей разностной частоты и погрешности низкочастотного фазометра. Погрешность измерения составляет 1—2 %.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Частотой колебаний называют число полных колебаний в единицу времени:

$$f = n/t, \quad (8-1)$$

где t — время существования n колебаний.

Для гармонических колебаний частота $f = 1/T$, где T — период колебаний.

Единица частоты герц определяется как одно колебание в одну секунду. Частота и время неразрывно связаны между собой, поэтому измерение той или другой величины диктуется удобством эксперимента и требуемой погрешностью измерения. В Международной системе единиц СИ время является одной из семи основных физических величин. Частота электромагнитных колебаний связана с периодом колебания T и длиной однородной плоской волны в свободном пространстве λ следующими соотношениями: $fT = 1$ и $f\lambda = c$, где c — скорость света, равная $299\,792,5 \pm 0,3$ км/с.

Спектр частот электромагнитных колебаний, используемых в радиотехнике, простирается от долей герца до тысяч гигагерц. Этот спектр вначале разделяют на два диапазона — низких и высоких частот. К низким частотам относят инфразвуковые (ниже 20 Гц), звуковые (20—20 000 Гц) и ультразвуковые (20—200 кГц). Высокочастотный диапазон, в свою очередь, разделяют на высокие частоты (20 кГц — 30 МГц), ультравысокие (30 — 300 МГц) и сверхвысокие (выше 300 МГц). Верхняя граница сверх-

высоких частот непрерывно повышается и в настоящее время достигла 80 ГГц (без учета оптического диапазона). Такое разделение объясняется разными способами получения электрических колебаний и различием их физических свойств, а также особенностями распространения на расстояние. Однако четкой границы между отдельными участками спектра провести невозможно, поэтому такое деление в большой степени условно.

Международный консультативный комитет по радио (МКР) предложил упорядочить наименования в спектре частот, применяемых для радиосвязи, радиовещания и телевидения. Этот спектр разбит на 9 полос, внутри которых частоты меняются в десять раз. Полосы обозначаются цифрами от 4 до 12, диапазонами частот, диапазонами и метрическими наименованиями длин волн и соответствующими аббревиатурами (табл. 8-1).

Таблица 8-1

Но- мер по- поло- сы	Диапазон частот*	Диапазон волн	Сокращенное обозначение	
			по частотам	по длинам волн
4	3—30 кГц	100—10 км (милиметро- вый)	ОНЧ (VLF) — очень низкие	СДВ — сверх- длинные
5	30—300 кГц	10—1 км (километро- вый)	НЧ (LF) — низкие	ДВ — длинные
6	300— 3000 кГц	1000—100 м (гектометро- вый)	СЧ (MF) — средние	СВ — средние
7	3—30 МГц	100—10 м (декаметровый)	ВЧ (HF) — высокие	КВ — короткие
8	30—300 МГц	10—1 м (метровый)	ОВЧ (VHF) — очень высокие	УКВ — ультра- короткие
9	300— 3000 МГц	100—10 см (декиметровый)	УВЧ (UHF) — ультравысокие	ДЦМВ — деци- метровые
10	3—30 ГГц	10—1 см (сантиметро- вый)	СВЧ (SHF) — сверхвысокие	СМВ — санти- метровые
11	30—300 ГГц	10—1 мм (миллиметро- вый)	КВЧ (EHF) — крайне высокие	ММВ — милли- метровые
12	300— 3000 ГГц	1—0,1 мм (декимили- метровый)	—	—

* Исключая нижний, включая верхний предел.

В радиотехнической практике чаще всего измеряется частота, иногда период и реже длина волны. Измерение частоты выполняется с наибольшей точностью по сравнению с другими видами радиоизмерений, поэтому многие физические величины, подлежащие измерению, преобразуют во временные или частотные для последующего точного измерения.

В зависимости от участка спектра и требуемой точности применяют различные методы измерения. Наиболее распространеными являются: метод перезаряда конденсатора, резонансный метод, метод сравнения и метод дискретного счета. На основе методов перезаряда конденсатора и дискретного счета созданы прямопоказывающие приборы — конденсаторные частотомеры и электронно-счетные (цифровые) частотомеры. Метод сравнения является трудоемким, так как требует обработки полученных данных. Частотомеры, построенные на методе резонанса, постепенно вытесняются цифровыми частотомерами.

Погрешность измерения частоты задается в абсолютном значении — $\Delta f = f_x - f_{\text{обр}}$ или, чаще, в относительном: $\delta = \Delta f / f_x \approx \Delta f / f_{\text{обр}}$, где f_x и $f_{\text{обр}}$ — значения измеряемой и образцовой частот соответственно. Допустимая погрешность определяется возможностями применяемого метода и составляет при измерении методом перезаряда конденсатора 1—2 %, резонансным методом — 10^{-3} — $5 \cdot 10^{-4}$, методом сравнения — 10^{-4} — 10^{-6} и методом дискретного счета — 10^{-6} — 10^{-9} , а иногда и меньше.

8-2. МЕТОД ПЕРЕЗАРЯДА КОНДЕНСАТОРА

Присоединим конденсатор, емкость которого C , к источнику напряжения U . Конденсатор зарядится, и в нем накопится количество электричества $q = CU$. Если конденсатор переключить на магнитоэлектрический измеритель тока, то через него пройдет количество электричества q , вызвав отклонение указателя. Если конденсатор поочередно присоединять к источнику напряжения для заряда и к измерителю тока для разряда с частотой переключения f раз в секунду, то количество электричества, проходящее через амперметр при разряде, будет в f раз больше: $fq = fCU = I$, где I — среднее значение тока разряда. Отсюда следует, что ток в такой схеме прямо пропорционален частоте переключения и при постоянном произведении CU шкалу амперметра можно градуировать в единицах частоты:

$$f = \frac{I}{CU}. \quad (8-2)$$

Структурная схема конденсаторного частотомера, в котором использован этот метод (рис. 8-1), состоит из усилителя-ограничителя $УО$ и зарядно-разрядного устройства $ЗРУ$ с магнитоэлектрическим индикатором. Кроме того, имеется генератор Γ_k для калибровки частотомера на одной фиксированной частоте. На вход частотомера поступает напряжение измеряемой частоты. В усилителе-ограничителе оно принимает форму меандра. Меандр управляет зарядно-разрядным устройством, схема которого приведена на рис. 8-2. Транзистор T работает в режиме ключа: когда он закрыт, один из конденсаторов C заряжается через резистор R , а когда транзистор открыт, тот же конденсатор разряжается через транзистор. Зарядный ток протекает через магнитоэлектрический миллиамперметр, градуированный в единицах частоты. Конденсаторы C переключаются: минимальная и максимальная емкость определяет диапазон измеряемых частот, а число конденсаторов — число поддиапазонов.

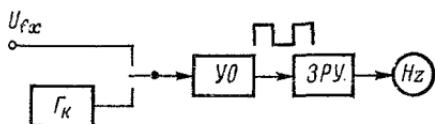


Рис. 8-1. Структурная схема конденсаторного частотомера

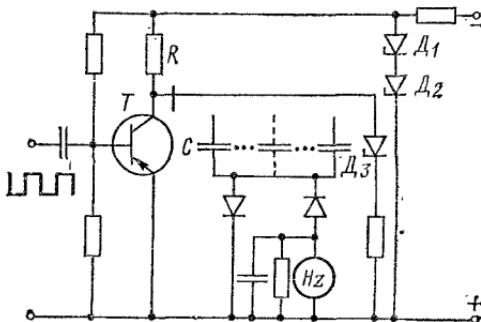


Рис. 8-2. Схема счетного устройства конденсаторного частотомера

Значение напряжения, до которого заряжается конденсатор данного поддиапазона, в зависимости от измеряемой частоты и значения емкости конденсатора изменяется, и градуировка шкалы частотомера нарушается. Для устранения этого явления в зарядно-разрядном устройстве предусмотрена стабилизация напряжения заряда, которая осуществляется стабилитроном $Д_3$; напряжение питания

также стабилизируется с помощью стабилитронов D_1 и D_2 . Нижний предел измеряемых частот составляет 10 Гц; при более низких частотах подвижная часть магнитоэлектрического индикатора будет совершать механические колебания в такт с измеряемой частотой. Верхний предел зависит от постоянной времени цепи заряда, определяемой не только сопротивлением резистора R и минимальной емкостью конденсатора C , но и монтажными емкостями элементов зарядно-разрядного устройства, и не превышает 1 МГц.

Погрешность измерения зависит от класса точности миллиамперметра, остаточной нестабильности напряжения заряда конденсатора и составляет 1—2 %.

8-3. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД

Резонансный метод измерения частоты заключается в сравнении измеряемой частоты с собственной резонансной частотой градуированного измерительного колебательного

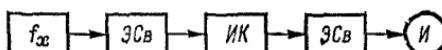


Рис. 8-3. Структурная схема измерения частоты резонансным методом

контура. Этот метод применяется в диапазоне высоких и сверхвысоких частот. Структурная схема его реализации приведена на рис. 8-3. Источник напряжения измеряемой частоты f_x с помощью элемента связи \mathcal{EC}_v соединяется с прецизионным измерительным контуром IK , который настраивается в резонанс с частотой f_x . Момент резонанса фиксируется по максимальному показанию индикатора, при-

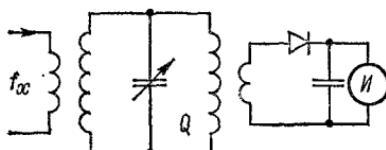


Рис. 8-4. Схема резонансного частотомера

соединенного к контуру через второй элемент связи. Измеряемая частота определяется по градуированной шкале микрометрического механизма настройки с большим числом отсчетных точек. Контур и индикатор конструктивно объединены в устройство, называемое *резонансным частотометром*. Если шкала механизма настройки градуирована в длинах волн, то такое устройство называют *резонансным волномером*.

Схема резонансного частотомера (рис. 8-4) позволяет выявить источники погрешности измерения. Погрешность градуировки определяется качеством механизма настройки; ее можно уменьшить путем предварительной градуировки шкалы частотомера с помощью образцовой меры. Нестабильность частоты измерительного контура возникает вследствие изменения его геометрических размеров под влиянием изменения температуры окружающей среды; ее можно вычислить по следующей формуле:

$$\Delta f/f_0 = -\alpha k \Delta T,$$

где Δf — отклонение частоты от резонансной под влиянием изменения температуры на ΔT , К; α — линейный температурный коэффициент расширения материала контура; k — конструктивный коэффициент.

Нестабильность настройки контура возникает также при изменении вносимых реактивных сопротивлений со стороны источника f_x и индикатора. Активные вносимые сопротивления уменьшают добротность контура. Уменьшение влияния вносимых сопротивлений достигается ослаблением связи с источником f_x и индикатором.

Неточность фиксации резонанса определяется значением добротности Q нагруженного измерительного контура и разрешающей способностью индикатора. Из уравнения резонансной кривой (рис. 8-5) можно получить формулу для расчета относительной погрешности от неточности фиксации резонанса:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \pm \frac{\sqrt{(U_0/U)^2 - 1}}{2Q}, \quad (8-3)$$

где U_0 — показание индикатора при резонансе; U_p — показание при расстройке измерительного контура на Δf .

Измерительный контур резонансного частотомера в зависимости от диапазона частот, для которого он предназначен, выполняется с сосредоточенными или распределенными параметрами. Резонансные частотомеры с сосредоточенными параметрами в настоящее время полностью вытеснены цифровыми частотомерами (см. § 8-5), а с распределенными параметрами широко применяются в диапазоне СВЧ.

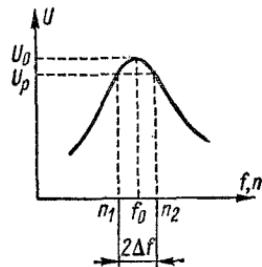


Рис. 8-5. Резонансная кривая колебательного контура

Резонансные частотомеры характеризуются диапазоном измеряемых частот, погрешностью и чувствительностью, т. е. минимальной мощностью, поглощаемой от источника измеряемой частоты, необходимой для уверенного отсчета показаний индикатора при резонансе.

Резонансные частотомеры с распределенными параметрами. Колебательный контур частотомера выполняют либо в виде отрезка коаксиальной линии, либо в виде объемного резонатора. Настройка коаксиальной линии производится изменением ее длины, объемного резонатора — изменением его объема.

Частотомеры с распределенными параметрами связывают с источниками измеряемой частоты через штыревую или рупорную антенну или через элементы связи в виде

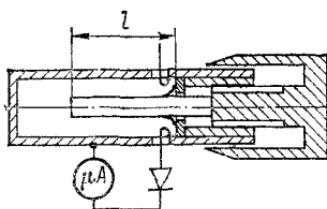


Рис. 8-6. Четвертьволновый резонансный частотомер

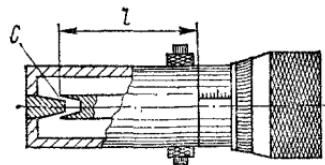


Рис. 8-7. Резонансный частотомер с нагруженной линией

петель, зондов, щелей и круглых отверстий. На входе частотомера часто включают аттенюаторы с переменным ослаблением для регулировки входной мощности. Иногда применяют направленные ответвители.

Индикатор частотомера состоит из полупроводникового (германиевого или кремниевого) диода и магнитоэлектрического микроамперметра большой чувствительности. Связь диода с измерительным контуром осуществляется через петлю связи, располагаемую внутри коаксиальной линии или объемного резонатора. Если частотомер предназначен для использования при импульсной модуляции, то видеоимпульсы, получившиеся после детектирования диодом, поступают на транзисторный усилитель и амплитудный вольтметр. Параллельно последнему можно включить осциллограф.

Коаксиальные частотомеры выполняют в основном двух типов: четвертьволновые и с нагруженной линией.

Четвертьволновый резонансный частотомер представляет собой разомкнутый отрезок коаксиальной линии (рис. 8-6). Настройка его осуществляется с помощью микрометричес-

кого механизма со шкалой, градуированной в единицах длины l . Резонанс в линии наступает при l , равной нечетному числу четвертей длины волны:

$$l \approx (2n+1) \frac{\lambda}{4},$$

где $n = 0, 1, 2 \dots$

Отсчеты l_1 и l_2 соответствуют $\lambda/4$ и $3\lambda/4$, поэтому их разность равна половине длины волны. В общем случае

$$l_2 - l_1 = [2(n+1)+1] \frac{\lambda}{4} - (2n+1) \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2}.$$

Четвертьволновые частотомеры применяются на частотах 600 МГц — 10 ГГц. Погрешность измерения лежит в пределах 10^{-3} — $5 \cdot 10^{-4}$.

Резонансный частотомер с нагруженной линией отличается от четвертьволнового тем, что разомкнутая коаксиальная линия нагружается емкостью C , образуемой торцами внутреннего и наружного проводников (рис. 8-7). Резонанс в нагруженной линии наступает при выполнении условия

$$\frac{1}{\omega C} = \rho \operatorname{tg} \beta l = 138 \lg \frac{D}{d} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda},$$

где D — внутренний диаметр внешнего проводника; d — внешний диаметр внутреннего проводника; ρ — волновое сопротивление линии.

При настройке такого частотомера одновременно изменяются и длина линии l , и емкость C . Перекрытие, по сравнению с четвертьволновым частотомером, возрастает в 2—3 раза. Двумя частотомерами с нагруженной линией перекрывается диапазон частот от 150 до 1500 МГц. Измеряемую частоту определяют с помощью градуировочных таблиц или графиков. Погрешность измерения $5 \cdot 10^{-3}$.

Резонансный частотомер с объемным резонатором настраивается передвижением подвижного поршня (плунжера). Возбуждаемые внутри полости резонатора стоячие волны бывают различных типов. Это зависит от способа введения возбуждающего электромагнитного поля. При возбуждении цилиндрического резонатора через отверстие в центре торцевой стенки (рис. 8-8, а) возникают колебания типа H_{111} . Из электродинамики известно, что собственная длина волны в резонаторе связана с его диаметром d и высотой l следующей зависимостью:

$$(1/l)^2 + 1,37(1/d)^2 = (2/\lambda_{111})^2.$$

Если положить $l = d$, то $\lambda_{111} \approx 1,3 d$.

При возбуждении полости резонатора через отверстие в его боковой стенке возникают колебания типа H_{011} (рис. 8-8, б). Поле этих волн характерно отсутствием токов проводимости между торцевой и цилиндрической стенками резонатора, что позволяет применить для настройки бесконтактный плунжер. Проникающая при этом в нерабочее пространство за поршнем энергия поглощается предусмотр-

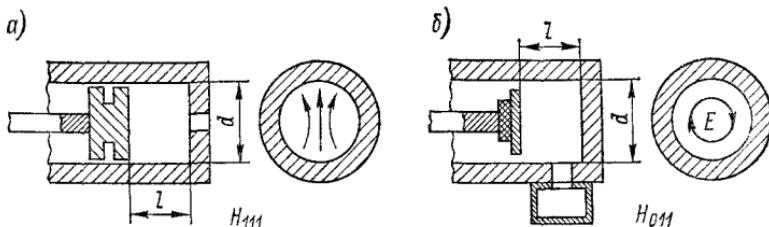


Рис. 8-8. Схемы частотометров с объемными резонаторами

ренным для этой цели покрытием, нанесенным на левую (рис. 8-8, б) поверхность плунжера. Зависимость собственной длины волны типа λ_{011} от размеров резонатора определяется выражением

$$(1/l)^2 + 5,94(1/d)^2 = (2/\lambda_{011})^2.$$

Если для этого резонатора также положить $l = d$, то $\lambda_{011} \approx 0,76d$.

Шкала настройки частотометров с объемными резонаторами градуируется с помощью измерительного генератора соответствующего диапазона частот. Следовательно, главным источником погрешности градуировки является погрешность установки частоты по шкале генератора. Чтобы не усугублять погрешность измерения неточностью настройки в резонанс, добротность объемного резонатора доводят до очень высокого значения. Это достигается полировкой и золочением внутренней поверхности резонатора; при этом добротность достигает 10 000—30 000. Все же погрешность составляет 10^{-3} — 10^{-4} . К недостаткам частотометров с объемными резонаторами относится малое перекрытие, что приводит к необходимости иметь большое их число для измерения нужного диапазона частот.

Частотомеры с распределенными параметрами по способу включения в измеряемую цепь разделяют на проходные и поглощающие. Проходной частотометр снабжен двумя элементами связи — входным для связи с электромагнитным полем и выходным для связи с индикатором. Момент

настройки в резонанс определяют по максимальному показанию индикатора (рис. 8-9, а). Поглощающий частотомер имеет один элемент связи — входной, а индикатор включ

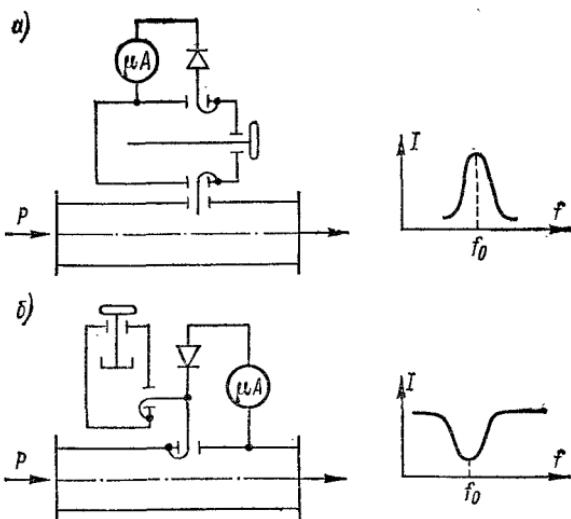


Рис. 8-9. Проходной (а) и поглощающий (б) частотомеры

чают в линию передачи (рис. 8-9, б). Пока частотомер не настроен в резонанс, показания индикатора максимальны; при настройке часть энергии поглощается в резонаторе и показания индикатора уменьшаются.

8-4. МЕТОД СРАВНЕНИЯ

Метод сравнения для измерения частоты получил широкое распространение, благодаря его простоте, 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 образцовых частот $f_{обр}$ и индикатор равенства или кратности f_x и $f_{обр}$. В качестве источника образцовых частот применяют образцовые меры частоты, так называемые стандарты частоты, с нестабильностью 10^{-9} — 10^{-11} за 1 сут (см. § 8-6).

Государственная служба времени и частоты СССР передает сигналы точного времени и эталонных частот через

сеть своих радиостанций. Относительная погрешность излучаемых частот $\pm 10^{-10}$, без учета влияния условий распространения радиоволн и расстояний. В городах, где имеются метрологические научные учреждения, сигналы образцовых частот 1 и 10 кГц транслируются по телефонным каналам в исследовательские институты.

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;

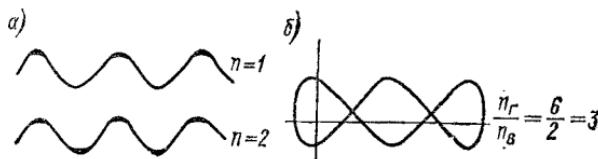


Рис. 8-10. К определению кратности частот

в соответствии с этим методом сравнения для измерения частоты реализуют двумя способами: осциллографическим и гетеродинным.

Осциллографический способ пригоден для любых частот в пределах полосы пропускания электронно-лучевой трубы. Измерение можно производить при линейной, синусоидальной и круговой развертках.

При *линейной развертке* сигнал измеряемой частоты f_x сравнивается с частотой меток времени калибратора длительности f_m . Измерение выполняется следующим образом. Напряжение с частотой f_x подается на вход Y , а напряжение с выхода калибратора длительности — в канал Z (на модулятор трубы). 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 $f_x = f_m/n$, где n — число меток, находящихся в пределах одного периода исследуемого напряжения (рис. 8-10, а).

Синусоидальная развертка получается в том случае, если внутренний генератор развертки выключить и подать напряжение образцовой частоты в канал X , а неизвестной — в канал Y . Изменяя образцовую 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 ее формы характеризует неравенство частот: $\Delta f = f_{\text{обр}} - f_x = n/T_n$, где n — число вращений за интервал времени наблюдения T_n .

Форма фигуры Лиссажу зависит от амплитудных и фазовых соотношений между напряжениями образцовой и неизвестной частот (см. рис. 5-8). Кратность частот при любой форме фигуры легко определить по числу пересечений n_r и n_b осциллограммы горизонтальной и вертикальной линиями (рис. 8-10, б). Отношение $n_b/n_r = f_{\text{обр}}/f_x$, откуда

$$f_x = \frac{n_r}{n_b} f_{\text{обр}}. \quad (8-4)$$

Напряжения частот f_x и $f_{\text{обр}}$ можно подавать и на противоположные входы. В этом случае в формуле (8-4) перед $f_{\text{обр}}$ должно стоять обратное отношение. Синусоидальная развертка применяется до кратности 10, так как при большем числе пересечений их трудно сосчитать. Погрешность измерения определяется точностью установки образцовой частоты и нестабильностью обеих частот. Чем больше нестабильность, тем быстрее перемещается фигура Лиссажу, и определение кратности затрудняется. При нестабильных частотах время наблюдения следует увеличивать до нескольких десятков секунд.

Круговая развертка получается тогда, когда напряжение образцовой частоты в виде двух напряжений с фазовым сдвигом 90° подают на оба входа осциллографа (см. рис. 5-9).

Линия развертки в виде окружности или эллипса вращается со скоростью один оборот за период сигнала образцовой частоты. Напряжение измеряемой частоты подают в канал Z осциллографа для модуляции электронного луча по яркости.

При равенстве частот f_x и $f_{\text{обр}}$ половина окружности не видна (темная), а половина высвечивается (рис. 8-11, а). Если $f_x > f_{\text{обр}}$, на окружности появятся темные и светлые участки — штрихи (рис. 8-11, б). Число темных или светлых штрихов n равно кратности частот, откуда $f_x = n f_{\text{обр}}$.

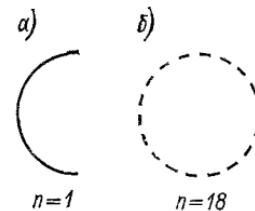


Рис. 8-11. К определению кратности частот при круговой развертке

Осциллограмма неподвижна только при точном равенстве или точной кратности частот, в противном случае она вращается и время одного оборота (перемещения одного из штрихов на 360°) характеризует разность частот f_x и $f_{\text{обр}}$. Измеряемая частота может быть ниже образцовой, тогда в каналы Y и X через фазорасщепляющую цепь подают напряжение измеряемой частоты, а напряжение образцовой используют как модулирующее. В этом случае $f_x = f_{\text{обр}}/n$.

При круговой развертке сравнивать частоты можно до кратности 50, а при фотографировании осциллограммы — до нескольких сотен.

Гетеродинный способ применяют для сравнения высоких частот. Два напряжения $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ и $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$

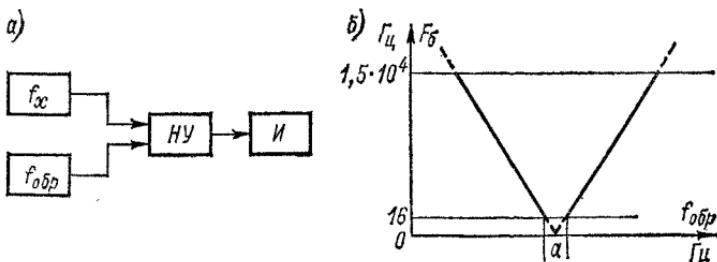


Рис. 8-12. К сравнению частот способом нулевых биений

подают на нелинейное устройство — детектор, смеситель или модулятор. На его выходе появляется напряжение, в спектре которого имеется составляющая с разностной частотой. Разностную частоту называют *частотой биений* $F_b = f_1 - f_2$. При равенстве частот f_1 и f_2 частота биений равна нулю, поэтому гетеродинный способ часто называют *способом нулевых биений*.

Сравнение частот по нулевым биениям осуществляют следующим образом (рис. 8-12, а). Напряжения от источников сравниваемых частот подают на вход нелинейного устройства $НУ$, на выходе которого в качестве индикатора включены головные телефоны. Плавно изменяя частоту образцового генератора, приближают $f_{\text{обр}}$ к f_x ; при разности $f_x - f_{\text{обр}} < 15\,000$ Гц в телефонах возникает тон частоты биений, поникающийся по мере приближения частоты $f_{\text{обр}}$ к f_x . На диаграмме частот (рис. 8-12, б) показан характер изменения частоты биений F_b в зависимости от изменения $f_{\text{обр}}$ при неизменной f_x . В точке a частота биений равна нулю и $f_x = f_{\text{обр}}$. Однако определить положение точки a по исчезновению тона биений в телефоне не удается,

так как человеческое ухо не воспринимает частоты ниже 16—20 Гц. Таким образом, при использовании в качестве индикатора телефона неизбежна абсолютная погрешность ± 16 Гц.

Эту методическую погрешность можно почти полностью исключить, если вместо телефона включить магнитоэлектрический микро- или миллиамперметр. При частоте биений, меньшей 10 Гц, стрелка магнитоэлектрического прибора колеблется. По мере приближения частоты $f_{\text{обр}}$ к f_x частота этих механических колебаний уменьшается, и при равенстве частот $f_x = f_{\text{обр}}$ колебания прекращаются. Удобно применить для этой цели электронно-оптический индикатор.

Погрешность, вызванную наличием зоны нулевых биений вокруг точки a , можно уменьшить измерением частоты биений при некотором значении образцовой частоты, близком к значению измеряемой; тогда $f_x = f_{\text{обр}} \pm F_b$.

Частота биений F_b является низкой частотой, поэтому ее измерение даже с большой относительной погрешностью δ_b дает небольшую абсолютную погрешность $\Delta F_b = \delta_b F_b$. Относительная погрешность измеряемой частоты $\delta_{fx} = \Delta F_b / f_x = \delta_b F_b / f_x$ и тем меньше, чем ниже частота биений.

При рассмотрении процесса образования нулевых биений и измерения частоты гетеродинным способом предполагалось, что источники неизвестной и образцовой частот вырабатывают напряжения чисто синусоидальной формы. В действительности же в напряжениях обоих генераторов содержатся составляющие высших гармоник, и потому нулевые биения получаются всякий раз, когда осуществляется равенство

$$nf_x = mf_{\text{обр}}, \quad (8-5)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$; $m = 1, 2, 3, \dots$

Возникающая при этом неопределенность легко устраивается, так как в подавляющем большинстве случаев измеряемая частота приблизительно известна. Полезно также иметь в виду, что интенсивность биений быстро падает с увеличением номеров гармоник n и m . Если измеряемая частота лежит выше диапазона первой гармоники образцовой частоты, то для ее определения используют биения между высшими гармониками образцовой частоты и первой гармоникой измеряемой, а если ниже, то между высшими гармониками измеряемой и первой гармоникой образцовой частоты. Использование выражения (8-5) намного расширяет пределы измерения частот гетеродинным способом.

При высокой стабильности обеих частот точность измерения можно значительно повысить, если сравнивать их по фазе. Для этого напряжение измеряемой и образцовой частот, отличающихся менее чем на 1 Гц, подают на фазометр (желательно с умножением частоты) и, приближая образцовую частоту к измеряемой, устанавливают постоянный фазовый сдвиг. Пока фазовый сдвиг остается неизменным, обе частоты равны друг другу, как говорят, «с точностью до фазы». Если в течение интервала времени наблюдения T_n фазовый сдвиг изменится на $\Delta\phi$, то разность между частотами $\Delta f = \Delta\phi/(360 T_n)$.

Гетеродинные частотомеры основаны на способе нулевых биений. В них (рис. 8-13) источником известной частоты

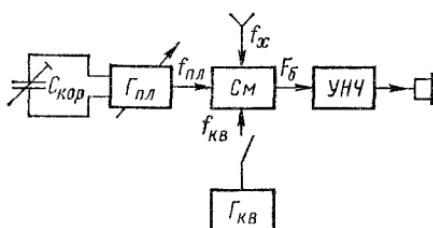


Рис. 8-13. Структурная схема простейшего гетеродинного частотомера

является генератор $\Gamma_{пл}$ с плавной настройкой. Для уменьшения погрешности измерения его шкала перед каждым измерением калибруется по образцовой частоте. Источником образцовой частоты является встроенный генератор с кварцевой стабилизацией частоты $\Gamma_{кв}$. Калибровка

производится по нулевым биениям между гармониками сигналов обоих генераторов, в соответствии с формулой (8-5). Биения образуются в смесителе $См$. Для повышения чувствительности предусмотрен усилитель биений $Унч$. Для фиксирования нулевых биений служит головной телефон или оптический индикатор. Измерение неизвестной частоты выполняется при выключенном калибровочном генераторе также по способу биений между неизвестной частотой f_x и частотами генератора с плавной настройкой $n\Gamma_{пл}$; $f_x = n\Gamma_{пл} \pm F_b$. Частоту биений стремятся свести к нулю. Значение частоты f_x считывается по шкале генератора, состоящей из большого числа отсчетных точек, каждой из которых соответствует определенный набор частот (основная и высшие гармоники). Эти данные приводятся в прилагаемой к частотометру градуировочной книге или на самой шкале.

Погрешность измерения частоты гетеродинным способом вызывается нестабильностью частоты генератора с плавной настройкой, которая нарушает калибровку в течение интервала времени измерения; нестабильностью генератора с кварцевой стабилизацией и неточностью номинала его

частоты; небрежностью калибровки. Калибровка производится на определенных калибровочных точках шкалы, которым соответствуют условия выполнения равенства $mf_{\text{кв}} = nf_{\text{пл}} \pm F_6$. Слышимую частоту биений сводят к нулю с помощью корректирующего конденсатора малой емкости, включенного параллельно контуру генератора с плавной настройкой. Калибровка выполняется с большей точностью, если в качестве индикатора применен электронно-оптический индикатор. Погрешность гетеродинных частотомеров составляет $5 \cdot 10^{-4}$ — $5 \cdot 10^{-6}$.

Гетеродинные частотомеры постепенно вытесняются цифровыми. Однако в эксплуатации находится значительное число частотомеров разных типов, перекрывающих диапазон частот от 125 кГц до 40 МГц и от 2,5 до 78 ГГц.

8-5. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Переменное напряжение, частоту которого f_x нужно измерить, преобразуют в последовательность односторонних импульсов с частотой следования, равной f_x . Если сосчитать число импульсов N за известный интервал времени ΔT , то легко определить частоту f_x :

$$f_x = N / \Delta T. \quad (8-6)$$

В частности, если $\Delta T = 1$ с, то N численно равно частоте f_x . Эта идея является основой метода измерения частоты дискретным счетом. Приборы, созданные на основе этого метода, называют *электронно-счетными частотомерами*. Результат измерения появляется на табло передней панели прибора в виде светящихся цифр, и поэтому такие приборы часто называют *цифровыми частотомерами*.

Упрощенная структурная схема электронно-счетного частотомера показана на рис. 8-14, а. Основным элементом входного устройства ВхУ является аттенюатор или компенсированный делитель напряжения, с помощью которого устанавливается напряжение, необходимое для нормальной работы формирующего устройства ФУ. В этом устройстве из входного переменного напряжения U_{fx} формируются короткие прямоугольные импульсы U_{fu} (рис. 8-14, б), форма которых не изменяется при изменении частоты и амплитуды входного напряжения в установленных для данного прибора пределах. Для формирования импульсов применяют триггер Шmittа или специальные схемы на туннельных диодах.

Временной селектор (схема «И») ВС предназначен для пропускания импульсов $U_{фу}$ на электронный счетчик ЭСЧ в течение известного интервала времени ΔT (времени счета), формируемого из частоты генератора с кварцевой стабилизацией $f_{кв}$: $\Delta T = 1/f_{кв}$. В управляющем устройстве УУ вырабатывается импульс напряжения $u_{уу}$ длительностью ΔT , с помощью которого временной селектор открывается и на электронный счетчик проходит группа импульсов, число которых $N = f_x \Delta T$. Эта информация через дешифратор ДШ поступает на цифровой индикатор ЦИ, на табло которого появляются показания в единицах частоты.

Частота генератора с кварцевой стабилизацией обычно равна 1 или 5 МГц, и потому длительность калиброванного импульса ΔT равна 1 или 0,2 мкс. При таких длительностях

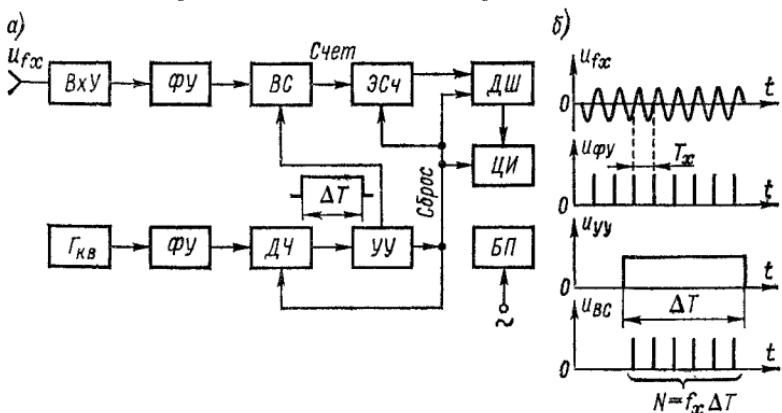


Рис. 8-14. К измерению частоты электронно-счетным частотометром

времени счета невозможно измерять частоты, значение которых равно частоте $f_{кв}$ или меньше ее. Поэтому после кварцевого генератора включают декадные делители частоты ДЧ, на выходах которых образуются частоты в 10^n ($n = 1, 2, 3, \dots, 7$) раз ниже частоты генератора, т. е. 100, 10 и 1 кГц, 100, 10, 1 и 0,1 Гц.

Длительность калиброванного импульса, открывающего селектор, теперь $\Delta T = 10^n/f_{кв}$, и время счета можно устанавливать декадными ступенями от 10^{-5} до 10 с. Измеряемая частота вместо формулы (8-6) определяется по формуле

$$f_x = N / (10^n T_{кв}) = N \cdot 10^{-n} f_{кв}. \quad (8-7)$$

Управляющее устройство одновременно с воздействием на временной селектор выдает импульсы для автоматического сброса показания с табло цифрового индикатора и освобож-

дения электронного счетчика от накопленной информации, а также для приведения в исходное состояние дешифратора ДШ и делителей частоты. В управляющем устройстве предусмотрена блокировка временного селектора на некоторый интервал времени, в течение которого сохраняются показания на цифровом табло. Этот интервал времени называется *временем индикации* и устанавливается (оператором) в пределах нескольких секунд. Частотомер может работать в автоматическом режиме, при ручном и дистанционном управлении. В автоматическом режиме счет импульсов производится каждый раз, когда заканчивается установленное время индикации. При ручном управлении счет выполняется один раз при нажиме на кнопку; время индикации не ограничивается.

Интервал времени измерения ΔT формируется из частоты генератора с кварцевой стабилизацией, следовательно, ее нестабильность и неточность установки определяют погрешность измерения. Нестабильность генератора состоит из двух составляющих — долговременной нестабильности (за сутки, месяц, год) и кратковременной (за время измерения). Долговременная нестабильность вызывается в основном старением кварца, т. е. имеет систематический характер, следовательно, вносит систематическую погрешность в измерение частоты. Для ее уменьшения кварцевый резонатор и часть деталей генератора помещены в термостат, в котором поддерживается постоянная температура с точностью до десятых долей кельвина. Благодаря этому длительная нестабильность частоты не превышает $1 \cdot 10^{-8} - 10^{-9}$. Периодическим корректированием частоты или поверкой генератора она может быть уменьшена еще на порядок.

Случайная погрешность измерения частоты в основном определяется погрешностью дискретности, т. е. погрешностью счета импульсов ΔN и кратковременной нестабильностью частоты $\Delta f_{\text{кв}}$. По правилам вычисления случайной погрешности косвенных измерений (см. табл. 2-1) из формулы (8-6) можно написать выражение для абсолютной погрешности измерения частоты в виде

$$\Delta_{f_x} = \sqrt{N^2 (\Delta f_{\text{кв}})^2 + f_{\text{кв}}^2 (\Delta N)^2}.$$

Относительная погрешность

$$\delta_{f_x} = \sqrt{(\Delta N/N)^2 + \delta_{\text{кв}}^2}, \quad (8-8)$$

где $\Delta N/N$ — относительная погрешность дискретности; $\delta_{\text{кв}} = \Delta f_{\text{кв}}/f_{\text{кв}}$ — кратковременная нестабильность частоты генератора с кварцевой стабилизацией.

Абсолютная погрешность дискретного счета ΔN возникает вследствие несинхронности входного напряжения с напряжением кварцевого генератора, отчего начало и конец калиброванного импульса времени счета не совпадают с началом периода повторения импульсов на сигнальном входе временного селектора (рис. 8-15). Несовпадение приводит к возможности появления двух случайных независимых погрешностей Δt_1 и Δt_2 за счет потери части

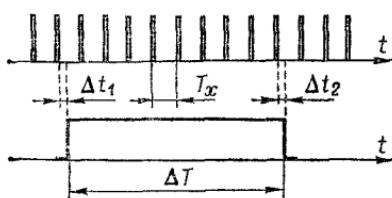


Рис. 8-15. К определению погрешности дискретности

импульса времени счета не совпадают с началом периода повторения импульсов на сигнальном входе временного селектора (рис. 8-15). Несовпадение приводит к возможности появления двух случайных независимых погрешностей Δt_1 и Δt_2 за счет потери ча-

сти периода измеряемых импульсов T_x в начале и в конце времени счета ΔT . Каждая из них распределена по равновероятному закону, а их композиция в соответствии с теорией вероятностей [3] дает треугольный закон распределения (закон Симпсона). Среднеквадратическое значение погрешности дискретности в этом случае $\sigma = T_x / \sqrt{6}$.

Если синхронизировать начало времени счета ΔT с началом импульса T_x , то останется одна погрешность Δt_2 , которая распределена по равновероятному закону, и тогда среднеквадратическое значение погрешности дискретности будет равно $\sigma = T_x / \sqrt{3}$.

Максимальная погрешность дискретности возникает при потере одного периода измеряемых импульсов, т. е. одного импульса: $\Delta N = 1$. Следовательно, максимальная относительная погрешность $\delta_{f_{\max}}$ вычисляется по следующей формуле:

$$\delta_{f_{\max}} = \sqrt{\delta_{kv}^2 + (1/N)^2}.$$

Кратковременная случайная нестабильность частоты кварцевого генератора обычно очень мала, например $1 \cdot 10^{-10}$ за секунду, и в большинстве практических случаев ее можно пренебречь. Тогда

$$\delta_{f_{\max}} \approx 1/N = f_{kv}/(f_x \cdot 10^n). \quad (8-8a)$$

При измерении низких частот число импульсов N невелико и погрешность может быть значительной. Для ее уменьшения необходимо увеличивать время измерения ΔT , что не всегда целесообразно и возможно. Например, для измерения частоты 1 кГц с погрешностью $\delta_{f_{\max}} = 10^{-5}$ при частоте кварцевого генератора 1 МГц необходим коэф-

фициент деления $10^n = f_{\text{кв}} / (\delta_f f_x) = 10^8$. Время счета при таких условиях: $\Delta T = 10^n / f_{\text{кв}} = 100$ с.

Для обеспечения приемлемой погрешности измерения низких частот измеряют период. Принцип измерения периода аналогичен рассмотренному принципу измерения частоты, с той разницей, что временной селектор открывается импульсом, формируемым из напряжения измеряемого периода.

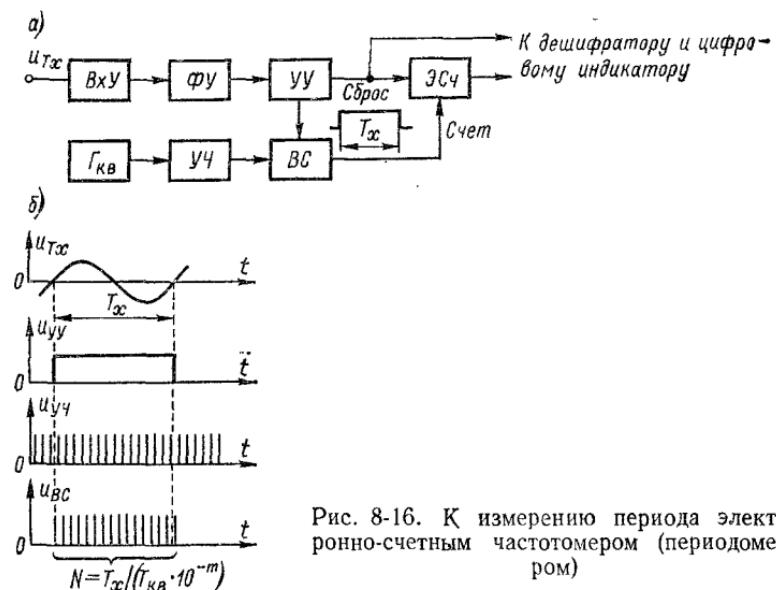


Рис. 8-16. К измерению периода электронно-счетным частотомером (периодометром)

да, а считаются так называемые метки времени — импульсы, полученные из напряжения генератора с кварцевой стабилизацией (рис. 8-16, б). Если на счетчик прошло N меток времени при частоте генератора $f_{\text{кв}}$, то измеряемый период

$$T_x = N/f_{\text{кв}}, \quad (8-9)$$

или измеренная низкая частота

$$f_x = f_{\text{кв}}/N. \quad (8-9a)$$

Например, при $f_{\text{кв}} = 10^6$ Гц и $N = 10^5$ период $T_x = 0,1$ с и частота $f_x = 10$ Гц.

Относительная погрешность измерения периода определяется аналогично формулам (8-8) и (8-9):

$$\delta_T = \sqrt{(\Delta N/N)^2 + \delta_{\text{кв}}^2},$$

или

$$\delta_{T_{\text{макс}}} = \sqrt{(1/N)^2 + \delta_{\text{кв}}^2}, \quad (8-10)$$

или

$$\delta_{f_{\max}} \approx 1/N = f_x/f_{\text{кв}}. \quad (8-10a)$$

Из этих формул следует, что выполнять измерение периода вместо измерения частоты целесообразно только тогда, когда на счетчик за время счета, равное измеряемому периоду T_x , поступает большое число меток времени, т. е. когда $f_{\text{кв}} \gg f_x$. Для получения этого неравенства частота кварцевого генератора с помощью умножителей частоты УЧ умножается в 10^m ($m = 1, 2, 3$) раз. С учетом умножения частоты формула (8-9а) принимает вид

$$f_x = 10f_{\text{кв}}/N,$$

а формула (8-10а) —

$$\delta_{f_{\max}} = \frac{f_x}{10^m f_{\text{кв}}} \cdot \frac{?}{?} \quad (8-11)$$

Погрешности при измерении частоты и периода одинаковы только на некоторой одной граничной частоте $f_{\text{гр}}$. Значение $f_{\text{гр}}$ определяется приравниванием правых частей формул (8-8) и (8-11) при заданной частоте кварцевого генератора и максимальных коэффициентах деления n_{\max} и умножения m_{\max} частоты:

$$\frac{f_{\text{кв}}}{f_{\text{гр}} \cdot 10^{n_{\max}}} = \frac{f_{\text{гр}}}{f_{\text{кв}} \cdot 10^{m_{\max}}},$$

откуда граничная частота

$$f_{\text{гр}} = f_{\text{кв}} \cdot 10^{(m_{\max} - n_{\max})/2}.$$

Если измеряемая частота $f_x > f_{\text{гр}}$, то следует измерять частоту, если $f_x < f_{\text{гр}}$, то нужно измерять период и по нему определять частоту. Значение граничной частоты для практических данных ($f_{\text{кв}} = 1 \text{ МГц}$, $m_{\max} = 2$ и $n_{\max} = 7$) составляет $f_{\text{гр}} = 10^6 \cdot 10^{-2.5} = 3160 \text{ Гц}$.

Формула (8-10) справедлива, если можно пренебречь погрешностью срабатывания $\delta_{\text{ср}}$ формирующего устройства ФУ (см. рис. 8-16), которая возникает под влиянием помех, поступающих вместе с полезным сигналом на вход периодометра. С учетом этой погрешности формула (8-10) принимает вид

$$\delta_T = \sqrt{(1/N)^2 + \delta_{\text{кв}}^2 + \delta_{\text{ср}}^2}. \quad (8-12)$$

Погрешность срабатывания изменяет измеряемый интервал времени (период), и ее значение определяется отноше-

нием напряжения сигнала к напряжению помехи:

$$\delta_{cp} = U_n / (U_c \pi),$$

где U_n и U_c — напряжения помехи и сигнала соответственно.

Электронно-счетные частотомеры применяются не только для измерения частоты и периода. С их помощью можно измерять число импульсов, интервалы времени, отношение двух частот, а используя предварительное преобразование физических величин в частоту или интервалы времени, — скорость, давление, температуру.

Общее число импульсов за некоторый интервал времени подсчитывается при открытом временному селекторе. Открывают и закрывают его вручную или дистанционно. На цифровом табло появляется текущее значение числа прошедших импульсов, а по окончании счета — их сумма N . Абсолютная погрешность не превышает одного импульса, а относительная $\delta = 1/N$. Считать импульсы можно только тогда, когда минимальное расстояние между ними превышает разрешающую способность частотомера.

Длительность интервала времени, длительность импульса или паузы между импульсами измеряют путем счета меток времени, прошедших через открытый временной селектор. Эти измерения аналогичны измерению периода, и потому относительная погрешность также выражается формулой (8-12). При недостаточной крутизне фронтов импульсов, определяющих границы измеряемого интервала времени, погрешность возрастает.

Отношение двух частот определяют счетом числа импульсов, сформированных из напряжения более высокой частоты f_h , прошедших через временной селектор, открытый на интервал времени, равный одному периоду или 10^n ($n = 1, 2, 3, 4$) периодам напряжения более низкой частоты f_n ; 10^n — коэффициент деления частоты.

Относительная погрешность измерения отношения частот с учетом влияния помех

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{U_n}{U_h \cdot 10^n}\right)^2 \pm \left(\frac{f_h}{f_n \cdot 10^n}\right)^2},$$

где U_n — уровень помех; U_h — уровень сигнала низкой частоты, из которой формируется время счета.

Контроль работоспособности основных узлов частотомеров осуществляется подсчетом числа меток времени за установленный интервал времени счета ΔT ; метки и время счета формируются на основе частоты f_{kv} напряжения ген-

ратора с кварцевой стабилизацией. При исправном частотомере $N = f_{\text{кв}} \Delta T \cdot 10^n$.

Во всех рассмотренных видах измерений в работе участвуют одни и те же узлы электронно-счетного частотомера. Различие заключается лишь в их взаимодействии, которое можно изменять соответствующими органами управления. Поэтому частотомер и периодомер объединяют в одну конструкцию с двумя входами: *A* — для измерения частоты и счета импульсов и *B* — для измерения периодов и интервалов времени. При измерении отношения частот на вход *A* подают сигналы более высокой частоты, на вход *B* — более низкой.

Для повышения точности измерений вместо внутреннего опорного генератора с кварцевой стабилизацией включают внешний стандарт частоты. Следует иметь в виду, что частота стандарта численно должна быть равной 10^k , где k — целое число, так как только в этом случае цифровой отсчет по табло частотомера будет соответствовать измеряемой частоте или периоду с учетом положения запятой.

Максимальное значение измеряемой частоты определяется в основном быстродействием электронного счетчика, т. е. образующих его декадных делителей. Для расширения частотного диапазона во входном тракте применяют двоичные делители, быстродействие которых выше, чем декадных. Верхний предел измеряемых частот равен 100 и 200 МГц, а с преобразованием (переносом) частоты достигает 70 ГГц. Погрешность измерения частоты $5 \cdot 10^{-9}$. Диапазон измеряемых интервалов времени и периодов 1 мкс — 10^4 с. Погрешность измерения 0,1 мкс. Максимальное число десятичных разрядов определяется емкостью счетчика.

Каждый электронно-счетный частотомер можно использовать как источник серии стабильных частот, получаемых от кварцевого генератора, делителей и умножителей частоты.

Современные цифровые частотомеры являются автоматическими приборами, отличающимися высокой точностью измерений, быстродействием, удобством отсчета и простотой работы с ними. Замена резонансных и гетеродинных частотомеров убыстряет измерение в 30—50 раз и снижает погрешность на 4-5 порядков. Наличие на выходе результата измерения в виде электрического кода позволяет использовать их в измерительно-информационных системах и автоматических системах управления.

Достижения в области микроэлектроники позволили создавать электронно-счетные частотомеры на базе инте-

гральных узлов (схем). Применение последних значительно увеличило надежность, уменьшило габариты, массу и потребляемую энергию.

8-6. ПОНЯТИЕ О СТАНДАРТАХ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕНИ

Стандартом частоты называется устройство, предназначенное для воспроизведения и хранения единицы частоты — герца. Под воспроизведением (воспроизводимостью) понимают точность, с которой будет получаться одна и та же частота при каждом включении данного стандарта или стандартов при переходе от образца к образцу данного типа. *Хранением частоты (времени)* называют совокупность средств и действий, обеспечивающих возможность получения значения частоты (времени) в любой момент. Стандарты частоты и времени являются образцовыми мерами и по метрологической иерархии (см. рис. 1-1) занимают второе место после первичного эталона. Стандарты частоты и времени используются в качестве рабочих эталонов и эталонов-копий.

До 50-х годов текущего столетия в качестве мер частоты использовались генераторы с кварцевой стабилизацией, так называемые кварцевые часы. Частота генерируемых ими колебаний систематически сверялась с периодом обращения Земли вокруг своей оси, который принимался за естественный абсолютный эталон времени. Секунда, основанная на этом эталоне, принимается равной $1/86400$ средних солнечных суток на меридиане Гринвича. Время, основанное на астрономических наблюдениях кажущегося движения светил по небосводу, называется *всемирным временем* (*TU-1*).

Сверка генераторов с кварцевой стабилизацией осуществлялась по сигналам астрономического времени с помощью встроенных в генератор синхронных часов. Основная частота генератора (обычно 100 кГц) делилась до 1 кГц, и напряжением этой частоты питался синхронный мотор, приводящий в движение стрелки (часовую, минутную, секундную и совершающую 10 оборотов в секунду), расположенные на часовом циферблате. Значение и знак «ухода» часов относительно сигналов астрономического времени определяли значение и знак «ухода» частоты генератора. Длительные и тщательные сравнения результатов астрономических наблюдений с показаниями высокостабильных кварцевых часов в конце 40-х годов доказали неравномерность вращения Земли вокруг своей оси и, следова-

тельно, непостоянство продолжительности средних солнечных суток и секунды всемирного времени. Непостоянство обнаруживается при нестабильности частоты кварцевого генератора, меньшей $1 \cdot 10^{-8}$.

В 1956 г. был принят в качестве абсолютного эталона времени тропический год, т. е. период обращения Земли вокруг Солнца. Это равномерно текущее время — *эфемеридное время* (*TU-2*) значительно более стабильно, чем всемирное (*TU-1*), так как оно усреднено за большой интервал времени. Однако оно связано с длительными астрономическими наблюдениями, трудно воспроизведимо и неудобно для практического использования.

В 1971 г. введена новая система времени — *всемирное координированное время* (*TUC*), основанная на принятом в 1967 г. атомном определении секунды. Систему времени *TUC* часто называют *атомной системой времени* (*AT*).

Единица времени — *секунда* — это интервал времени, в течение которого совершается 9 192 631 770 колебаний, соответствующих резонансной частоте энергетического перехода между уровнями сверхтонкой структуры основного состояния атома цезия-133 при отсутствии возмущений внешними полями. Эта секунда легко воспроизводится в любом месте и в любое время с помощью стандартов частоты с кварцевой стабилизацией, нестабильность которых в конце семидесятых годов достигла $5 \cdot 10^{-9}$, и более точных — квантовых (атомных) стандартов, нестабильность которых на несколько порядков ниже.

В квантовых стандартах частоты используются квантовые переходы между энергетическими уровнями атомов вещества, которые происходят, если выполняется известное уравнение Бора

$$f = (W_2 - W_1) \frac{1}{\hbar},$$

где W_1 и W_2 — энергетические уровни атома; $\hbar \approx 6,626 \times 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка.

Изменение энергетических уровней вызывают воздействием внешнего электромагнитного поля, частота которого f совпадает с частотой гиromагнитной прецессии электрона:

$$\omega = \mu_e H / (\hbar S),$$

где $\hbar S$ — механический вращательный момент электрона; H — напряженность магнитного поля в месте расположения ядра; $\hbar = h/(2\pi)$; S — спин электрона.

В настоящее время в качестве рабочего вещества используют цезий, рубидий и водород, поэтому квантовые стан-

дарты частоты называют соответственно цезиевыми, рубидьевыми и водородными. Резонансная частота цезия-133 равна 9 192 631 770 Гц, рубидия-87 — 6 834 682 608 Гц и атомарного водорода — 1 420 405 751,6 Гц. Эти частоты определяются атомными постоянными вещества и потому характеризуются высокими стабильностью, воспроизводимостью и точностью.

Квантовый стандарт частоты (рис. 8-17) содержит три основных узла: генератор с кварцевой стабилизацией Γ_{KB} , который создает выходной сигнал и электромагнитное поле для изменения уровня перехода атомов; квантовый стабилизатор KS , сигналами которого стабилизируется частота кварцевого генератора; систему автоподстройки частоты $APЧ$. Частота кварцевого генератора, обычно 5 МГц, синтезируется вверх (или уменьшается) до частоты, близкой к частоте прецессии электрона.

Принцип работы цезиевого и рубидиевого стандартов частоты [8] заключается в резонансном поглощении электромагнитных волн сверхвысоких частот в луче атомов цезия или рубидия соответственно. Принцип работы водородного стандарта заключается в возбуждении лучом (пучком) атомов водорода незатухающих колебаний в объемном резонаторе, собственная частота которого равна частоте перехода между энергетическими уровнями атомов водорода. Таким образом, цезиевый и рубидиевый стандарты частоты являются пассивными, а водородный — активным.

Активным квантовым стандартом частоты называется такой стандарт, в котором в качестве опорной используется частота излучения электромагнитных волн одного из энергетических переходов атомов; в активном стандарте в качестве стабилизатора используется квантовый генератор.

Пассивным квантовым стандартом частоты называется такой стандарт, в котором в качестве опорной используется частота поглощения электромагнитных волн одного из энергетических переходов атомов; в пассивном стандарте в качестве стабилизатора используется квантовый дискриминатор.

Квантовые генераторы вырабатывают сигналы выходной мощностью не более 10^{-12} — 10^{-11} Вт, поэтому их сначала усиливают с помощью приемника СВЧ, а затем они стабилизируются.

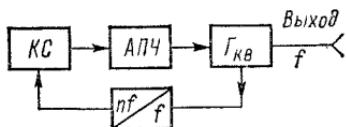


Рис. 8-17. Упрощенная структурная схема квантового стандарта частоты

рут частоту кварцевого генератора. Выходное напряжение сигнала кварцевого генератора составляет 1 В на нагрузке 50 Ом.

Квантовый стандарт частоты, снабженный часовым блоком, называется *синхронометром*. В синхронометре формируются сигналы времени и производится индикация текущего времени. Точность таких часов определяется атомными постоянными и потому очень велика. Среднеквадратическая погрешность хранения шкалы времени за сутки синхронометра на базе рубидиевого стандарта составляет 1 мкс, цезиевого — 0,1 мкс и водородного — 0,01 мкс.

Некоторые сведения о серийно выпускаемых стандартах частоты и времени приведены в таблице 8-2. Здесь $\delta f_{ср}$ — относительное изменение среднего значения частоты за 1 сут после 24 ч непрерывной работы; σ — среднеквадратическая относительная случайная вариация частоты за 1 ч.

Таблица 8-2

Тип прибора	Рабочее вещество	$\delta f_{ср}$	σ
Ч1-53	Кварц	$5 \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-11}$
Ч1-47	Цезий	$5 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-11}$
Ч1-50	Рубидий	$1 \cdot 10^{-10}$	$2 \cdot 10^{-11}$
Ч1-46	Водород	$7 \cdot 10^{-14}$	$5 \cdot 10^{-14}$

8-7. ПРЕЦИЗИОННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕНИ

Необходимость прецизионного измерения частоты обусловлена наличием в народном хозяйстве, науке и технике источников электрических сигналов с высокой стабильностью частоты, абсолютное значение которой и самое незначительное отклонение ее от номинала должны быть всегда известны. Типичными примерами прецизионных измерений являются: установка номинальных частот вещественных, связных и телевизионных передающих радиостанций при их изготовлении и контроль в условиях эксплуатации; установка и контроль частот в многоканальных системах передачи сигналов; сравнение частот местной меры с частотой образцовой меры, передаваемой радиостанциями Государственной службы времени и частоты СССР; сравнение двух стандартов частоты; измерение длительной и кратковременной нестабильностей частоты кварцевых

генераторов, синтезаторов и стандартов; измерение времени при геодезических и навигационных работах; измерения в радиоастрономических и радиофизических исследованиях.

Точность измерения времени и 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 и времени не установлена, но можно считать прецизионными измерениями такие, погрешность которых равна или меньше 10^{-7} .

Для прецизионных измерений частоты используется метод сравнения и метод дискретного счета. Метод сравнения реализуется осциллографическим способом при синусоидальной и круговой развертках. В соответствии с формулой (8-4) измеряемая частота

$$f_x = \frac{n_r}{n_b} f_{\text{обр}} \pm F, \quad (8-13)$$

где $F = N/T_n$, N — число периодов разностной частоты, T_n — интервал времени измерения, с.

Значения N и T_n определяются оператором с помощью секундомера. При разностной частоте, меньшей 1 Гц, ее удобнее выражать через фазовый сдвиг $\Delta\phi$ между напряжениями измеряемой и образцовой частот, набежавший за интервал T_n : $F = \Delta\phi/(360T_n)$.

При круговой развертке измеряемую частоту также вычисляют по формуле (8-13). Фазовый сдвиг находят по смещению световых (темных) штрихов окружности. Смещение на один штрих соответствует фазовому сдвигу на один период колебаний более высокой частоты. Знак отклонения частоты совпадает с направлением вращения осциллограммы.

Осциллографический способ имеет значительные недостатки: необходимость высокостабильного перестраиваемого источника образцовой частоты, ограниченность верхнего предела измеряемых частот, значительную длительность процесса измерения.

Метод дискретного счета, который по сути дела также является модификацией метода сравнения, с появлением электронно-счетных частотометров вытесняет другие методы. Погрешность измерения частоты равна погрешности (кратковременной нестабильности) частоты внутреннего опорного генератора с кварцевой стабилизацией плюс погрешность дискретности [см. формулу (8-8)]. Погрешность можно

значительно уменьшить, если вместо внутреннего опорного генератора применить стандарт частоты.

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 электронно-счетного частотометра. По его показанию вычисляется искомая частота. Таким способом проверяются рубидиевые и цезиевые стандарты частоты по водородному стандарту. Например, стандарт типа Ч1-46 в режиме сравнения (измерения) частоты внешнего источника обеспечивает погрешность измерения $\pm 7 \cdot 10^{-11}$ за 1 с, $\pm 7 \cdot 10^{-12}$ за 10 с и $\pm 7 \cdot 10^{-13}$ за 100 с.

В результате прецизионных измерений выходных напряжений кварцевых и квантовых стандартов частоты установлено, что выражение (3-1) нельзя положить в основу описания их характеристик, так как и амплитуда, и частота флюктуируют во времени.

Выходное напряжение стандартов частоты нужно представлять в таком виде:

$$u(t) = U(t) \cos \Phi(t) = U[1 + a(t)] \cos [\omega_{\text{ном}} t + \varphi(t)].$$

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 $\Delta\omega_{kp}$, которой пренебречь нельзя. Кратковременная нестабильность является случайной величиной и требует особых приемов измерения.

Частота выходного напряжения высокостабильных генераторов вследствие старения элементов схемы монотонно изменяется относительно первоначально установленного значения. Это систематическое изменение частоты называется долговременной нестабильностью $\Delta\omega_d = \alpha\omega t$. Таким образом, выражение для частоты следует писать в таком виде:

$$\omega(t) = \omega_{\text{ном}} + \alpha\omega_{\text{ном}}t + \Delta\omega(t).$$

Значение коэффициента $\alpha = 10^{-9} \div 10^{-11}$ за сутки для кварцевых генераторов и $\alpha = 3 \cdot 10^{-13}$ за сутки для квантовых стандартов частоты. Длительную и кратковременную нестабильность нельзя четко разграничить. Условились считать нестабильность кратковременной, если интервал времени наблюдения меньше 100 с; длительной — при интервалах времени наблюдения, равных часу, суткам, месяцу и году.

Прежде чем изложить методику измерения длительной и кратковременной нестабильности частоты, уточним понятие результата измерения частоты вообще. Значение частоты, полученное в результате измерения любым методом, является усредненным, так как единичное измерение выполняется за конечный интервал времени, который назовем интервалом усреднения T_{yc} . Середина интервала усреднения может считаться моментом измерения. Результат единичного измерения частоты следует записывать в виде $\omega(t, T_{yc})$ и читать так: значение частоты в момент

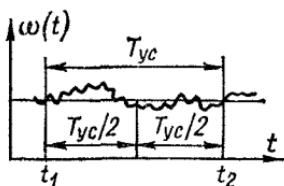


Рис. 8-18. К определению среднего значения частоты

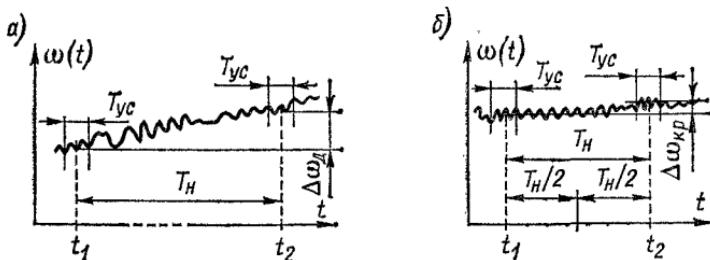


Рис. 8-19. К определению нестабильности частоты: а — долговременной; б — кратковременной

времени t при интервале усреднения T_{yc} (рис. 8-18). 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 (см. § 2-6).

Долговременная нестабильность частоты определяется как разность двух усредненных значений частоты, полученных в результате измерений в начале и конце интервала наблюдения T_h (рис. 8-19, а). Производится N измерений в интервале наблюдения $(N + 1) T_h$. Результат единичного

измерения

$$\Delta\omega_{di} = \omega [(t_i + T_n/2), T_{yc}] - \omega [(t_i - T_n/2), T_{yc}].$$

При использовании электронно-счетного частотомера T_{yc} является временем счета. Долговременная нестабильность вычисляется как среднее арифметическое значение N единичных измерений:

$$\Delta\omega_d(t, T_n, T_{yc}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \{\omega [(t_i + T_n/2), T_{yc}] - \omega [(t_i - T_n/2), T_{yc}]\}.$$

Кратковременная нестабильность частоты определяется аналогично единичному измерению долговременной нестабильности (рис. 8-19, б), с тем отличием, что интервалы времени усреднения и наблюдения соответственно меньше, а за результат измерения принимается среднеквадратическое значение σ_{kp} N измерений в интервале T_n :

$$\sigma_{kp} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\Delta\omega)_{kp}^2}{N-1}}.$$

Обычно нестабильность выражают в относительных единицах. Длительность интервалов наблюдения и усреднения подчиняются требованиям статистики, и рекомендуются следующие соотношения:

T_n	1г	6 мес	1 сут	1ч	100 с	100 с	100 с
T_{yc}	1 сут	1 сут	1 сут	100 с	1 с	0,1 с	0,01 с

Следует еще раз подчеркнуть удобство применения электронно-счетных частотомеров для прецизионных измерений, и в частности для измерения нестабильности: показания частотомера соответствуют значению частоты, усредненному за интервал времени счета, являющийся одновременно и интервалом времени усреднения T_{yc} .

Приемники сигналов точного времени и приемники-компараторы обеспечивают прием сигналов образцовых частот и сигналов точного времени, передаваемых радиостанциями Государственной службы времени и частоты СССР. С их помощью можно сравнивать частоты рабочих эталонов, местных стандартов частоты и шкалы времени синхронометров за интервал времени от десятков микросекунд до нескольких лет, т. е. исследовать кратковремен-

ную и долговременную нестабильности частоты, а также определять расхождение сигналов точного времени.

Приемники выпускаются для работы в диапазоне сверхдлинных, длинных и коротких радиоволн (от 10 кГц до 15 МГц). Погрешность сравнения частот за 24 ч менее $5 \cdot 10^{-11}$, отклонения частоты — менее 10^{-9} . Разрешающая способность измерения отклонения частоты не менее $1 \cdot 10^{-12}$ за 1 с; сличения шкал времени ± 300 мкс на коротких волнах и ± 500 мкс на сверхдлинных.

Для прецизионного измерения интервалов времени (особенно малых) относительная погрешность измерения методом дискретного счета [см. формулу (8-12)] может оказаться неприемлемой. Конечное быстродействие элементной базы, на которой построен периодомер (частотомер), не позволяет использовать счетные импульсы с периодом $T_{\text{сч}} < < 100$ нс ($f_{\text{сч}} > 10$ МГц).

Уменьшение погрешности достигается в основном двумя методами — усреднения и нониусным.

Метод усреднения. Если нужно измерить периодически повторяющийся интервал ΔT_x , то его длительность увеличивают в n раз с помощью делителя частоты (умножителя периода) с коэффициентом деления $n = 10^k$, где $k = 1, 2, \dots, 5$. Временной селектор открывается на интервал времени ΔT_x , и на электронный счетчик проходит N меток времени, приходящихся на n измеряемых интервалов. Относительная погрешность измерения при усреднении

$$\delta_{T_x} = \pm [\delta_{\text{кв}} + (\delta_d/n) + (\delta_{\text{ср}}/n)].$$

Если нужно измерить не периодический, но повторяющийся интервал времени, длительность которого сравнима с длительностью меток времени $\Delta T_x \approx T_{\text{кв}}$, то число меток N суммируется в течение некоторого числа $n = 10^k$ измеряемых интервалов; число n задается с помощью пересчетной схемы. В результате получается следующее равенство: $NT_{\text{кв}} = n\Delta T_x$, откуда искомый интервал $\Delta T_x = (N/n) T_{\text{кв}}$. Относительная погрешность в этом случае

$$\delta_{T_x} = [\delta_{\text{кв}} + T_{\text{кв}}/(\sqrt{n} \Delta T_x)].$$

Нониусный метод. При измерении коротких (десятки наносекунд) однократных импульсов погрешность дискретности становится недопустимо большой. Нониусный метод позволяет значительно уменьшить ее при сравнительно невысоком быстродействии. Структурная схема измерения (рис. 8-20, а) работает следующим образом.

Входное напряжение $u_{\text{вх}}$ сигнала, длительность которого ΔT_x нужно измерить, поступает на формирующее устройство ΦU , с помощью которого вырабатываются два импульса $u_{\text{старт}}$ и $u_{\text{стоп}}$, соответствующие началу и концу измеряемого интервала времени (рис. 8-20, б). Стартовый импульс за-

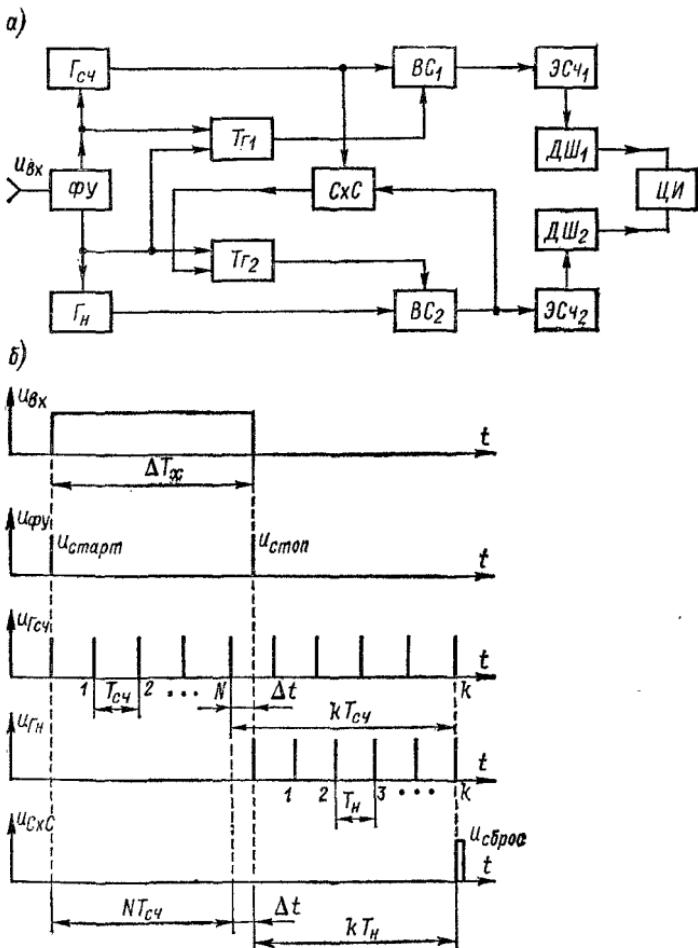


Рис. 8-20. К измерению нониусным методом

пускает генератор счетных импульсов $\Gamma_{\text{сч}}$ с периодом повторения $T_{\text{сч}}$ и одновременно с помощью триггера T_{f1} открывает временной селектор BC_1 ; на электронный счетчик $\mathcal{ЭСЧ}_1$ поступают счетные импульсы. Стоповый импульс закрывает T_{f1} и BC_1 ; $\mathcal{ЭСЧ}_1$ фиксирует целое число счетных импульсов N , и измеряемый интервал можно записать

в виде

$$\Delta T_x = NT_{\text{сч}} + \Delta t, \quad (8-14)$$

где Δt — погрешность дискретности.

Для уменьшения этой погрешности используется генератор нониусных импульсов Γ_n , период следования которых T_n меньше периода счетных импульсов: $T_n = (n-1) T_{\text{сч}}/n$, где n — некоторое число, обычно 10 или 100. Разность длительностей импульсов $T_{\text{сч}} - T_n = T_{\text{сч}}/n$ называется шагом нониуса. Генератор нониусных импульсов запускается стоповым импульсом; последний с помощью триггера T_{2_2} открывает временной селектор BC_2 , и на счетчик \mathcal{EC}_2 проходят нониусные импульсы. Временное расстояние между счетными и нониусными импульсами с каждым периодом уменьшается, и в момент их совпадения (перекрытия) схема сравнения CxS вырабатывает импульс сброса, приводящий всю схему в исходное состояние.

Погрешность дискретности можно выразить через число импульсов, счетных и нониусных, выработанных генераторами с момента прекращения счета N до момента совпадения импульсов k (рис. 8-20, б):

$$\Delta t = kT_{\text{сч}} - kT_n = kT_{\text{сч}}/n.$$

Следовательно, согласно формуле (8-14), измеренный интервал времени

$$\Delta T_x = NT_{\text{сч}} + (kT_{\text{сч}}/n),$$

где первое слагаемое равно целому числу периодов счетных импульсов, а второе — числу шагов нониуса.

Дешифраторы и цифровой индикатор обеспечивают фиксирование числа N в старших разрядах, а числа k — в младших.

Погрешность измерения определяется длительностью и формой счетных и нониусных импульсов, нестабильностью генераторов и неполным совпадением k -тых импульсов. Погрешность дискретности Δt зависит в основном от длительности импульсов. В частности, при длительности импульсов прямоугольной формы $\tau = T_{\text{сч}}/2n$ погрешность дискретности распределена по равновероятному закону в пределах от $-T_{\text{сч}}/2n$ до $T_{\text{сч}}/2n$ и среднеквадратическое отклонение результата измерений составит $\sigma = T_{\text{сч}}/(2\sqrt{3}n)$.

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

9-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

В этой главе пойдет речь об измерении мощности на высоких и сверхвысоких частотах. Краткие сведения об измерении мощности на постоянном токе и токе промышленной частоты приведены постольку, поскольку они необходимы для описания методов и средств измерений на более высоких частотах.

Измерение мощности в электрических цепях является распространенным видом измерения, характеризующим работу электрических устройств. В технике СВЧ в связи с соизмеримостью размеров цепей и длины волн — это единственный способ однозначной оценки интенсивности электромагнитного поля. Пределы измеряемых мощностей в радиотехнических устройствах чрезвычайно широки — от 10^9 до 10^{-18} Вт. Условились называть мощности очень большими, если их значения превышают 1000 Вт; большими — от 10 до 1000 Вт; средними — от 0,1 до 10 Вт; малыми — от 1 мкВт до 0,1 Вт и очень малыми — меньшие 1 мкВт.

В цепях постоянного тока мощность, потребляемая нагрузкой, равна произведению тока и напряжения и ее можно определить косвенным методом с помощью амперметра и вольтметра или прямым — с помощью электродинамического ваттметра.

В цепях переменного синусоидального тока различают *активную* (среднюю за период) *мощность*

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = UI \cos \varphi \quad (9-1)$$

и *реактивную мощность* $Q = UI \sin \varphi$, где U — действующее значение напряжения на нагрузке; I — действующее значение тока, протекающего через нагрузку; φ — фазовый сдвиг между напряжением и током.

Преимущественно измеряется значение активной мощности.

В цепях с током промышленной частоты активная мощность измеряется с помощью электродинамических ваттметров, показания которых соответствуют формуле (9-1). Применяя вольтметр и амперметр переменного тока, можно определить значение полной мощности $S = UI$, которое при чисто активной нагрузке R совпадает с значением активной мощности $P = UI = I^2R = U^2/R$.

В цепях высоких и сверхвысоких частот используют сигналы импульсной формы — радио- или видеоимпульсы. В этом случае представляет интерес не только средняя мощность, но и импульсная. При прямоугольной огибающей импульса (рис. 9-1, а) импульсная мощность P_u и ее среднее значение P за период T повторения импульсов связаны соотношением

$$P_u = \frac{T}{\tau} P = QP, \quad (9-2)$$

где τ — длительность импульса; Q — скважность последовательности импульсов.

Практически измеряют среднюю мощность P и по формуле (9-2) определяют импульсную P_{ii} . Если форма импульса отлична от прямоугольной (рис. 9-1, б), мощность определяют по эквивалентному прямоугольному импульсу той же высоты, длительность которого равна интервалу времени между точками огибающей импульса на уровне половины его высоты.

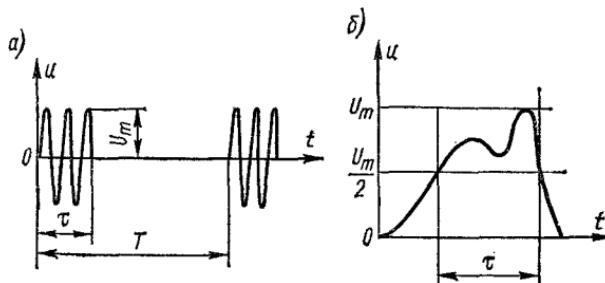


Рис. 9-1. К определению средней и импульсной мощности

Иногда представляется необходимым измерить среднюю мощность за период несущей частоты импульсно-модулированного сигнала в точке его максимальной высоты. Такая мощность называется *пиковой мощностью* и определяется из формулы (9-2):

$$P_{\text{пик}} = P_{ii} k = Q P k,$$

где k — отношение максимальной высоты импульса к высоте эквивалентного прямоугольного импульса.

Погрешность измерения мощности колеблется в широких пределах: от 0,1—0,2 % при измерении мощностей на постоянном токе и токе промышленной частоты до 4—10 % и более при измерении мощностей на СВЧ. Это объясняется возможностями применяемых методов и средств измерений в различных частотных диапазонах.

В диапазоне СВЧ измеряют поглощаемую нагрузкой мощность или мощность, проходящую к нагрузке. В соответствии с этим существуют ваттметры поглощающей и проходящей мощности. Поглощаемую мощность

измеряют тогда, когда надо определить мощность, отдаваемую источником в согласованную нагрузку. В этом случае реальная нагрузка обычно заменяется эквивалентной, часто находящейся в ваттметре, т. е. нагрузкой генератора Γ (рис. 9-2, а) является сам ваттметр Bm , измеряющий поглощаемую им же мощность. Проходящая мощность измеряется в линии передачи энергии (рис. 9-2, б) при определении мощности, рассеиваемой в произвольной нагрузке Z_H .

При измерении мощности ее значение выражают в ваттах (или его кратных и дольных значениях) или децибел-ваттах (децибел-милливаттах). Последнее значение определяется выражением $\pm \alpha = 10 \lg P/P_0$, где α — число децибел-ватт со знаком плюс, если $P >$

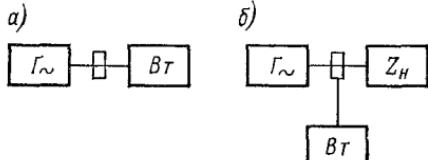


Рис. 9-2. Структурные схемы измерения мощности

$> P_0$, и со знаком минус, если $P < P_0$; P — абсолютное значение мощности в ваттах; P_0 — исходный уровень мощности, равный 1 Вт. Так, например, ноль децибел-ватт соответствует мощности 1 Вт. Если исходный уровень равен 1 мВт, то 30 дБ·мВт соответствуют 1 Вт, а -30 дБ·мВт соответствуют 1 мкВт. Относительные единицы мощности удобно использовать при определении уровней мощности в различных точках тракта передачи энергии, содержащего устройства, поглощающие или усиливающие мощность.

При измерении мощности на высоких и сверхвысоких частотах определяющую роль играет согласование полных сопротивлений в тракте передачи энергии. От качества согласования зависит уровень мощности, получаемой от генератора или усилителя, значение отражений в тракте генератор — линия — нагрузка и мощность, поглощаемая нагрузкой. Если нагрузка с полным сопротивлением $Z_n = R_n + jX_n$ подключена к генератору непосредственно, то, как известно, генератор с внутренним сопротивлением $Z_g = R_g + jX_g$ отдает в эту нагрузку мощность

$$P = \frac{U_g^2 R_n}{(R_g + R_n)^2 + (X_g + X_n)^2}, \quad (9-3)$$

где U_g — действующее значение напряжения на выходе генератора.

Наибольшую мощность P_{\max} генератор будет отдавать нагрузке при комплексно-сопряженном согласовании их сопротивлений, т. е. при $R_g = R_n$ и $X_g = -X_n$. Эта мощность называется *располагаемой мощностью* генератора, и ее значение определяется из формулы (9-3): $P_{\max} = U_g^2 / (4R_g)$. Если нагрузка подключена к генератору через линию передачи, то согласование усложняется. Электромагнитная энергия передается от генератора к нагрузке, как правило, по однородной линии с распределенными параметрами, определяющими ее волновое сопротивление $\rho = \sqrt{LC}$. Для простоты считают, что такие линии вносят потери настолько малые, что ими можно пренебречь, и тогда мощность, отдаваемая генератором в согласованную с его сопротивлением линию, нагруженную на любое сопротивление Z_n , определяется по формуле

$$P_n = P_{\max} (1 - |\dot{\Gamma}_n|^2),$$

где $\dot{\Gamma}_n$ — коэффициент отражения от нагрузки по напряжению.

Если волновое сопротивление линии передачи согласовано с сопротивлением нагрузки ($Z_n = \rho$), то коэффициент отражения равен нулю и к нагрузке поступает максимальная мощность. В общем случае, когда и генератор и нагрузка не согласованы, мощность в последней представляется так:

$$P_n = \frac{P_{\max} (1 - |\dot{\Gamma}_n|^2) (1 - |\dot{\Gamma}_g|^2)}{|1 - \dot{\Gamma}_g \dot{\Gamma}_n|^2}.$$

Следует иметь в виду, что в зависимости от электрической длины линии передачи $\beta l = 2\pi l/\lambda$ (l — физическая длина линии, а λ — длина волны) мощность, поступающая в нагрузку, может принимать любые значения в некоторых пределах, определяемых фазовыми сдвигами между напряжениями отраженной и падающей волн на выходе генератора и входе нагрузки. Это явление объясняется тем, что фазовый сдвиг изменяется от конца линии к ее началу и в соответствии с этим коэффициенты отражения также меняют свое значение.

Широкий диапазон частот, большие пределы значений мощности и различие допустимых погрешностей вызвали применение значительного числа методов измерений и основанных на них ваттметров.

Мощность на высоких частотах ($f < 100$ МГц) определяют косвенным методом путем измерения тока или напряжения на соответствующих резисторах с известными сопротивлениями. На частотах до 2 ГГц

этот метод применяют в виде «метада вольтметра», на основе которого выпускается ваттметр для измерения поглощаемой мощности. В диапазоне СВЧ электромагнитную энергию преобразуют в другой вид энергии, более удобный для измерения. Наибольшее применение находят преобразование электромагнитной энергии в тепловую, на базе которого разработаны методы: калориметрический, терморезисторный (болометрический и термисторный) и термоэлектрический. Находят применение пондеромоторный метод, основанный на механическом действии электромагнитного поля, и метод, основанный на эффекте Холла в полупроводнике.

Любой ваттметр (рис. 9-3) состоит из приемного измерительного преобразователя $ППр$, измерительного узла $ИУ$ и отсчетного устройства $ОУ$. Конструкция приемного преобразователя зависит от метода измерения и диапазона частот. Ваттметры характеризуются коэффициентом стоячей волны (КСВ) входной цепи приемного преобразователя, диапазоном частот, пределами измеряемой мощности, временем установления показаний, эффективностью приемного преобразователя и классом точности.

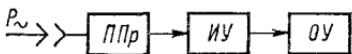


Рис. 9-3. Структурная схема ваттметра СВЧ

9-2. ИЗМЕРЕНИЕ ПОГЛОЩАЕМОЙ МОЩНОСТИ

Метод вольтметра и амперметра. Этот метод применяется в том случае, когда при измерении значение тока, проходящего через амперметр и нагрузку, одинаково и напряжения на нагрузке и вольтметре равны. В цепях с распределенными параметрами эти условия выполняются только в определенных местах цепи измеряемого объекта. Амперметр следует включать возможно ближе к нагрузке, так, чтобы расстояние l_1 (рис. 9-4, а) было, по крайней мере, в сто раз меньше длины волны λ . При $l_1/\lambda < 0,01$ погрешность от включения не превышает 1 %. Вольтметр нужно включать на расстоянии $l_2 = n\lambda/2$ от нагрузки, где n — любое целое число; в этом случае напряжение на нагрузке равно напряжению в месте измерения.

При измерении мощности источников энергии (генераторов, радиопередатчиков, усилителей) обычно используют эквивалент согласованной нагрузки R_h и один прибор — амперметр или вольтметр (рис. 9-4, б), а мощность вычисляют по формулам: $P = I_A^2 R_h$ или $P = U_V^2 / R_h$, где I_A и U_V — показания амперметра и вольтметра. Эквивалент нагрузки, рассчитанный на необходимую мощность, подключают непосредственно к выходным зажимам источника. Если при измерении мощности передатчика P допускается излучение, то измеряется ток в антенну (рис. 9-4, б), сопротивление которой известно. В качестве эквивалента нагрузки применяют прецизионные резисторы (проводочные, силикатные, карборундовые, углеродистые). При измерении больших мощностей предусматривают принудительное охлаждение нагрузки воздухом или водой.

Выбор измерительного прибора — амперметра или вольтметра — определяется диапазоном частот, значением измеряемой мощности и сопротивления нагрузки, допустимой погрешностью измерения. Так, например, на частотах до 100 МГц при заданной погрешности измерения до $\pm 5\%$ можно применить термоэлектрический амперметр и электронный вольтметр класса точности 1,0 и 2,5 соответственно. Таким образом измеряют значения мощностей от единиц ватт до сотен киловатт.

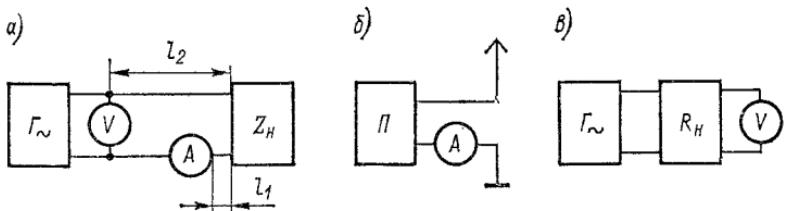


Рис. 9-4. Схемы измерения мощности методом вольтметра и амперметра

На более высоких частотах используют прямопоказывающий ваттметр (рис. 9-5), в приемном преобразователе которого помещен поглощающий резистор R_H с сопротивлением 75 Ом, рассчитанный на включение в коаксиальную линию с помощью коаксиального входа 1. Резистор заключен в экран 2 специальной формы, улучшающий условия согласования ваттметра с линией передачи. В качестве измерительного узла используется диодный пиковый вольтметр 3, отсчетное устройство которого градуировано в единицах мощности. Для расширения пределов измерения пиковый вольтметр подключается к части резистора.

Погрешность измерения таким ваттметром составляет 15—20 %. Ваттметр измеряет среднюю мощность, поэтому при импульсных сигналах мощность определяется в соответствии с формулой (9-2).

Калориметрический метод. Этот метод относится к наиболее точным измерениям высокочастотной мощности больших и средних значений практически на любой частоте. Он основан на преобразовании электромагнитной энергии в тепловую. Калориметрический ваттметр состоит из приемного преобразователя, поглощающей электромагнитную энергию. При этом выделяется теплота, нагревающая некоторое рабочее тело. С помощью измерительного узла измеряется температура рабочего тела, и по ее значению определяется значение мощности. Ваттметры выполняются с твердым или, чаще, с жидким рабочим телом, работают в адиабатном режиме (без теплоотдачи во внешнюю среду) или при постоянной температуре рабочего тела.

Наибольшее распространение получили проточные (поточные) калориметрические ваттметры с непрерывно циркулирующей жидкостью — водой или кремнийорганической смесью (рис. 9-6). Здесь значение мощ-

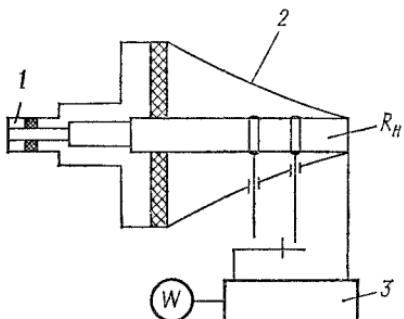


Рис. 9-5. Ваттметр с пиковым вольтметром

в, в котором расположена нагрузка, поглощающая электромагнитную энергию. При этом выделяется теплота, нагревающая некоторое рабочее тело. С помощью измерительного узла измеряется температура рабочего тела, и по ее значению определяется значение мощности. Ваттметры выполняются с твердым или, чаще, с жидким рабочим телом, работают в адиабатном режиме (без теплоотдачи во внешнюю среду) или при постоянной температуре рабочего тела.

Наибольшее распространение получили проточные (поточные) калориметрические ваттметры с непрерывно циркулирующей жидкостью — водой или кремнийорганической смесью (рис. 9-6). Здесь значение мощ-

ности функционально связано с разностью температур жидкости на входе и выходе преобразователя, T_1 и T_2 соответственно. В установившемся режиме количество теплоты, выделяемой на нагрузке R_H , равно количеству отводимой жидкостью теплоты: $Q_H = 0,24 I^2 R_H t = Q_{ж} = c v (T_2 - T_1)$, откуда $0,24P = c(v/t)\Delta T$ (c — удельная теплоемкость, v — объем жидкости). Измеряемая мощность

$$P = \frac{cv\Delta T}{0,24t} \approx 4,18c \frac{v}{t} \Delta T.$$

При постоянных удельной теплоемкости и скорости протекания жидкости v/t измеряемая мощность прямо пропорциональна разности температур: $P = a\Delta T$. Для измерения ΔT применяют батареи термопар, термоЭДС которых определяется с помощью магнитоэлектрического милливольтметра. Если термобатареи включить последовательно и встречно, то показание милливольтметра будет пропорционально ΔT и его шкалу можно градуировать в единицах мощности — ваттах.

Погрешность измерения мощности калориметрическим методом возникает вследствие изменения удельной теплоемкости жидкости при ее значительном нагревании, дополнительного нагрева жидкости за счет трения, изменения скорости и характера движения жидкости, потерь теплоты на излучение. Для уменьшения погрешности используют метод сравнения, в котором тепловой эффект, вызванный СВЧ-энергией, сравнивается с тепловым эффектом, вызванным энергией постоянного тока или тока низкой частоты.

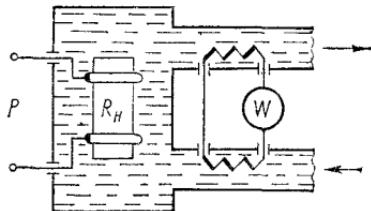


Рис. 9-6. К измерению мощности калориметрическим методом

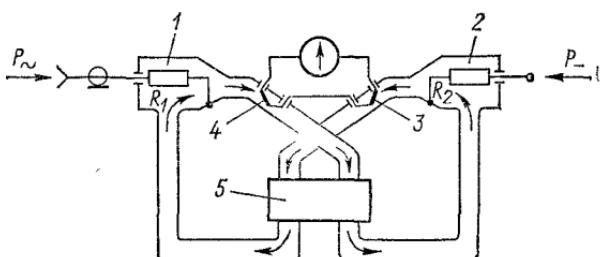


Рис. 9-7. Упрощенная схема проточного калориметрического ваттметра

Для примера на рис. 9-7 приведена упрощенная схема проточного калориметрического ваттметра, работающего по методу сравнения. Приемный преобразователь представляет собой камеру 1, в которую помещен нагрузочный СВЧ-резистор R_1 . В аналогичной камере 2 находится резистор R_2 , на который подается мощность постоянного тока. Оба резистора омываются непрерывно циркулирующей жидкостью. Процесс измерения мощности СВЧ заключается в измерении мощности постоянного тока, значение которой устанавливается оператором таким образом, чтобы температура вытекающей из обеих камер жидкости

была одинаковой. Равенство температур определяется по нулевому показанию чувствительного микроамперметра постоянного тока, соединенного последовательно с двумя термобатареями 3, 4, которые включены встречно друг другу. Термообменник 5 выравнивает температуру жидкости на входах обеих камер. Очевидно, что в таком калориметрическом ваттметре не требуется определять скорость течения жидкости, ее удельную теплопроводность и температуру. Погрешность зависит от точности измерения мощности постоянного тока и от коэффициента эффективности преобразователя K_b , значение которого для каждого ваттметра известно. Измеряемую мощность определяют как

$$P = P_{-}/K_b.$$

Метод терморезистора. Этот метод основан на измерении сопротивления болометра или термистора, изменяющегося под влиянием мощности СВЧ, поэтому его часто называют болометрическим или термисторным методом.

Болометр представляет собой вольфрамовую или платиновую нить, заключенную в стеклянный баллончик, заполненный инертным газом. Поперечное сечение нити 3—10 мкм, а длина $l \leq 0,1 \lambda$. К нити припаяны выводы для включения в измерительную схему. Допустимая мощность рассеивания для нитевидных болометров находится в пределах от 50 мВт до 2 Вт; чувствительность от 1,5 до 8 Ом/мВт; рабочая частота ниже 1 ГГц; сопротивление нити в холодном состоянии 6—120 Ом. На частотах выше 1 ГГц используются пленочные болометры. Тонкая платиновая или палладиевая пленка наносится в вакууме на подложку из стекла или слюды, соизмеримую с сечением волновода. Для включения в измерительную цепь края подложки покрываются серебром. Пленочные болометры хорошо согласуются с волноводным трактом, их конструкция удобна для включения, и, что очень ценно, они могут применяться до частот миллиметрового диапазона волн. Чувствительность 3—3,5 Ом/мВт при работе на частотах ниже 10 ГГц; на более высоких частотах она снижается. Рабочее сопротивление несколько сот ом. Температурный коэффициент болометров положительный.

Термистор представляет собой бусинку (или диск) спрессованной смеси окиси марганца, никеля и кобальта, покрытую тонким слоем стекла. Бусинка заключена в стеклянный баллончик между более жесткими выводами, чем впрессованные в бусинку платиновые проволочки. Материал, из которого изготавливают термисторы, является полупроводником, поэтому их температурный коэффициент отрицательный. Чувствительность термисторов много выше чувствительности болометров — до 100 Ом/мВт; они широко применяются для измерения малых и очень малых мощностей на частотах до 78 ГГц. Сопротивление термисторов в холодном состоянии колеблется от сотен ом до сотен килоом. Рабочая точка устанавливается предварительным подогревом постоянным током или током низкой частоты и выбирается для согласования с волноводным трактом в несколько сот ом.

Основными характеристиками болометров и термисторов являются зависимость их сопротивления и чувствительности от поглощаемой мощности и максимальная допустимая мощность рассеивания.

Терморезисторный ваттметр состоит из приемного преобразователя, в котором размещены болометр или термистор и элементы согласования; измерительного узла в виде моста постоянного тока для измерения сопротивления терморезистора; отсчетного устройства с цифровой или стрелочной индикацией; стабилизированного блока питания.

Приемный преобразователь в зависимости от диапазона частот изготавливается из отрезка коаксиальной или волноводной линии. В ко-

аксиальном преобразователе (рис. 9-8, а) термистор, например термистор, включается в разрыв центрального проводника 1 в конце линии. Для максимального поглощения мощности СВЧ предусматривается возможность перемещения термистора в пределах четверти длины волны. Термистор одновременно включен в цепь СВЧ-тракта и в цепь постоянного тока — одно из плеч моста. Для развязки этих цепей предусмотрен дроссель 2, предохраняющий мост от проникновения в него энергии СВЧ и обеспечивающий прохождение постоянного тока через термистор. Внешний проводник коаксиальной линии преобразователя имеет разрыв со слюдяной прокладкой, без которого термистор был бы замкнут накоротко по постоянному току. Разрыв представляет собой конструктивный конденсатор C_K , через емкость которого энергия СВЧ замыкается беспрепятственно. Коаксиальные приемные преобразователи применяются при измерении мощности в диапазоне частот 20 МГц—6 ГГц. На более высоких частотах используют преобразователи волноводной конструкции.

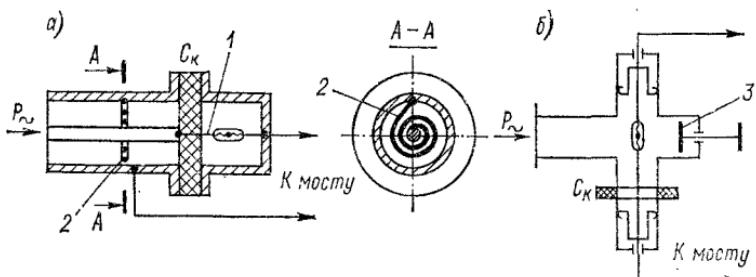


Рис. 9-8. Приемные измерительные преобразователи терморезисторных ваттметров

Волноводный приемный преобразователь (рис. 9-8, б) представляет собой отрезок короткозамкнутого прямоугольного волновода, в конце которого помещен термистор, закрепленный в цилиндрических патрубках, перпендикулярных широкой стороне волновода. Для согласования термистора с волноводом он должен располагаться на расстоянии $l = (2n + 1)\lambda/4$ от замкнутого конца волновода. Для установки этого расстояния (настройки согласования) предусмотрен поршень 3. Прохождение по термистору постоянного тока обеспечивается разрывом C_K в одном из патрубков.

Измерение сопротивления терморезистора (а следовательно, и мощности) производится с помощью моста постоянного тока. В одно плечо моста включается болометр или термистор, а в остальные — постоянные резисторы, сопротивления которых равны сопротивлению терморезистора в рабочей точке. Такой равноплечий мост обладает наибольшей чувствительностью.

Измерение мощности можно выполнять при неуравновешенном или уравновешенном состоянии моста. Схема ваттметра с неуравновешенным мостом представлена на рис. 9-9, а. Измерение выполняют следующим образом. Сначала, до включения энергии СВЧ, мост приводят в равновесие на постоянном токе. Для этого, изменяя сопротивление резистора R_1 в цепи питания моста, добиваются нулевого показания на шкале микроамперметра в диагонали моста. Это свидетельствует о равенстве сопротивления терморезистора всем остальным сопротивлениям плеч. Затем на вход преобразователя подают измеряемый сиг-

нал, мощность которого нагревает терморезистор; сопротивление его изменяется, мост выходит из равновесия и стрелка микроамперметра отклоняется. Шкала микроамперметра градуируется заранее по мощности постоянного тока, и потому его показания соответствуют измеряемой мощности СВЧ.

Ваттметр с неуравновешенным мостом позволяет непрерывно и неосредственно измерять мощность; схема его проста и надежна в работе. Однако он имеет ряд недостатков: необходимость предварительной градуировки и ее периодической проверки; значительную погрешность, превышающую 10 %. Причины погрешности заключаются в рассогласовании тракта СВЧ с сопротивлением терморезистора, так как последнее изменяется в зависимости от измеряемой мощности, температуры окружающей среды и нестабильности напряжения источника питания.

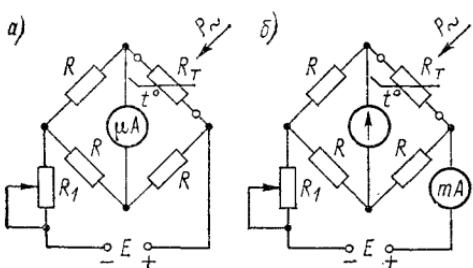


Рис. 9-9. Схемы терморезисторных ваттметров

этапа. Сначала мост приводят в равновесие на постоянном токе изменением сопротивления резистора R_1 и замечают значение постоянного тока I_1 . Через термистор протекает половина питающего моста тока, поэтому мощность, рассеиваемая термистором R_T ,

$$P_1 = (I_1/2)^2 R_T = I_1^2 R_T / 4 = I_1^2 R / 4. \quad (9-4)$$

Затем подается СВЧ-сигнал, термистор дополнительно нагревается, его сопротивление уменьшается и мост выходит из равновесия. Увеличивая сопротивление R_1 , т. е. уменьшая постоянный ток через термистор, мост вторично приводят в равновесие, которое наступит при значении постоянного тока I_2 . Теперь мощность постоянного тока, рассеиваемая на термисторе, согласно формуле (9-4),

$$P_2 = I_2^2 R / 4. \quad (9-5)$$

Очевидно, что уменьшение мощности постоянного тока равно приложенной сверхвысокочастотной мощности P_{\sim} , т. е.

$$P_{\sim} = P_1 - P_2 = (I_1^2 - I_2^2) R / 4. \quad (9-6)$$

Измерение мощности с помощью ваттметра с уравновешенным мостом является косвенным, так как требует вычислений. Преимущество этого ваттметра перед ваттметром с неуравновешенным мостом состоит в том, что сопротивление терморезистора остается неизменным и согласование не нарушается. Недостатком является необходимость двух операций уравновешивания моста в процессе одного измерения и выполнение вычислений.

Прямопоказывающий ваттметр с уравновешенным мостом, в котором измеряется разность токов $\Delta I = I_1 - I_2$, не имеет этих недостатков. Подставим в формулу (9-6) значение $I_2 = I_1 - \Delta I$. После элементарных преобразований получаем

$$P_{\sim} = (2I_1 - \Delta I) \Delta I R, \quad (9-7)$$

Если поддерживать значения тока I_1 и сопротивления R постоянными, то значение мощности СВЧ однозначно определяется приращением постоянного тока: $P_{\sim} = f(\Delta I)$. В этом случае шкалу миллиамперметра в цепи питания моста можно градуировать в единицах мощности. Однако градуировка может нарушаться при изменении температуры окружающей среды или замене термистора, когда для первоначальной балансировки моста требуется установка другого значения тока I_1 . Для обеспечения постоянства градуировки мост питают от двух автономных источников тока — постоянного и переменного низкой частоты. Постоянный ток получают от стабилизированного по току источника и устанавливают несколько меньшим, чем нужно для уравновешивания моста. Точное равновесие получают путем ручной регулировки мощности генератора низкой частоты, переменный ток которого косвенно подогревает термистор. В процессе измерения первоначальное равновесие моста устанавливают и его изменения от внешних влияющих величин устраняют только изменением переменного тока, а начальное значение постоянного тока не меняется.

На рис. 9-10 приведена упрощенная схема прямоизывающего ваттметра с уравновешенным мостом. Равноплечий мост питается от источника постоянного напряжения $ИПН$ через стабилизатор тока $СТ$. Перед измерением мост уравновешивают с помощью переменного тока, получаемого от генератора низкой частоты Γ . Затем на вход приемного преобразователя $ППр$ подается измеряемая мощность, мост выходит из равновесия и на диагонали моста $1—2$ появляется напряжение. Это напряжение после усиления в $УПТ$ подается на базу регулирующего транзистора T , включенного параллельно второй диагонали моста, и вызывает в транзисторе увеличение тока ΔI . Так как значение тока I_1 измениться не может, то соответственно уменьшается ток через термистор в приемном преобразователе и мост уравновешивается. Приращение тока транзистора ($уменьшение тока термистора$) фиксируется на шкале миллиамперметра, градуированной в единицах мощности.

Промышленность выпускает ваттметры поглощаемой мощности со сменными приемными преобразователями и мостовыми измерительными узлами с ручной и автоматической установкой состояния равновесия. Эти ваттметры перекрывают весь диапазон частот, используемый в настоящее время; значение измеряемой мощности составляет от единиц микроватт до единиц ватт. Эти пределы легко расширить с помощью внешних аттенюаторов или направленных ответителей. Класс точности выпускаемых ваттметров связан с КСВ входной цепи приемного преобразователя и в соответствии с ГОСТ 13605—75 соотношения их следующие:

Класс точности	1,0	1,5	2,5	4,0	6,0	10,0	15,0	25,0
КСВ, не более	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,7		

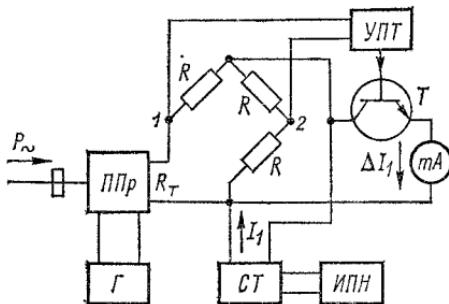


Рис. 9-10. Структурная схема прямоизывающего ваттметра с уравновешенным мостом

Термоэлектрический метод. Сущность термоэлектрического метода заключается в преобразовании энергии СВЧ в термоЭДС с помощью высокочастотных термопар, включаемых в приемный преобразователь в качестве поглощающей нагрузки. Конструкции термоэлектрических преобразователей различны, но электрическая схема их может быть представлена рисунком 9-11. Две термопары соединены для СВЧ-тракта параллельно, а для цепи постоянного тока — последовательно. Термопара состоит из двух тонких пленок (висмут—сурьма или хромель—копель), напыленных в вакууме на диэлектрическую подложку. Общее сопротивление двух соединенных параллельно термопар должно равняться волновому сопротивлению линии передачи: $\rho = R_t/2$. Конструктивный конденсатор



Рис. 9-11. Схема термоэлектрического приемного преобразователя

C_K разделяет цепи СВЧ и постоянного тока. На выходе приемного преобразователя включается непосредственно или через усилитель постоянного тока магнитоэлектрический измеритель термоЭДС E_t . Так как $P_t = E_t/k$, шкалу измерителя градируют в единицах мощности (коэффициент преобразования термопары $k \approx 1 \text{ мВ/мВт}$).

К достоинствам термоэлектрического метода относятся: широкий диапазон частот; малое время измерения; малая зависимость показаний от температуры окружающей среды; широкие пределы измеряемой мощности, которые можно расширить применением внешних аттенюаторов и направленных ответвителей на входе преобразователя и высокочувствительных усилителей постоянного тока на выходе.

Термоэлектрический ваттметр со стрелочным индикатором легко превратить в ваттметр с цифровым отсчетом. Для этого вместо магнитоэлектрического измерителя нужно включить цифровой микровольтметр постоянного тока.

Структурная схема одного из выпускаемых промышленностью ваттметров с термоэлектрическим преобразователем приведена на рис. 9-12. Набор из нескольких приемных преобразователей $ППр$ обеспечивает измерение в диапазоне частот от 100 МГц до 37,5 ГГц. Конструкция преобразователей подобна рассмотренным выше терморезисторным преобразователям (см. рис. 9-8). Возникшую под влиянием мощности СВЧ термоЭДС через фильтр Φ подают на электронный ключ $ЭК$, с помощью которого она преобразуется в переменное напряжение.

После усиления переменное напряжение выпрямляется в синхронном детекторе $СД$ и через усилитель постоянного тока $УПТ$ воздействует на магнитоэлектрический миллиамперметр, шкала которого градуирована в единицах мощности. Электронный ключ и синхронный детектор синхронизируются с помощью вспомогательного генератора $Г$. В измерительном узле осуществлена глубокая отрицательная обратная

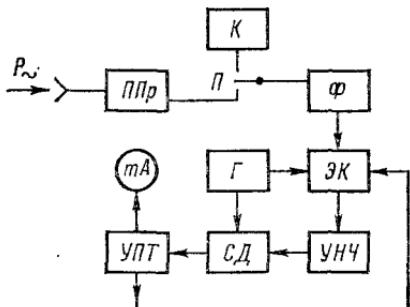


Рис. 9-12. Структурная схема термоэлектрического ваттметра

связь, стабилизирующая коэффициент преобразования ЭДС в ток. Для проверки градуировки шкалы ваттметра в его состав входит калибратор K .

9-3. ИЗМЕРЕНИЕ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

По определению, проходящую мощность можно выразить следующей формулой:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{n}} - P_{\text{o}} = P_{\text{n}} (1 - |\Gamma_{\text{n}}|^2), \quad (9-8)$$

где P_{n} и P_{o} — мощность падающей и отраженной волн соответственно, а Γ_{n} — коэффициент отражения от нагрузки.

Ваттметр проходящей мощности включают в линию передачи между генератором и нагрузкой; его включение не должно вызывать искажений структуры электромагнитного поля в линии или его ослабления. Несоблюдение этих требований приводит не только к значительной погрешности измерения, но и к нарушению режима работы нагрузки.

Для измерения проходящей мощности применяют методы ответвления, поглощающей стенки волновода, зондовый, пондеромоторный и метод, основанный на эффекте Холла в полупроводнике. Порядок перечисления соответствует степени распространенности методов.

Метод ответвления реализуется с помощью любых ваттметров поглощающей мощности в совокупности с направленными ответвителями. Последние подробно изучаются в технической электродинамике. Здесь уместно напомнить, что они характеризуются переходным ослаблением $C = 10 \lg (P_{\text{n}}/\Delta P_{\text{n}})$ и коэффициентом направленности $D = 10 \lg (\Delta P_{\text{n}}/\Delta P_{\text{o}})$, где P_{n} — значение падающей мощности в основном тракте; ΔP_{n} и ΔP_{o} — значения ответвленной мощности падающей и отраженной волн в измерительном тракте. Коэффициент D обычно составляет 20 — 40 дБ; $C = 10 \div 30$ дБ.

Одна из возможных схем реализации этого метода приведена на рис. 9-13. Направленные ответвители HO_1 и HO_2 с одинаковыми характеристиками и противоположными ориентациями включены последовательно в линию передачи. Ответвленные мощности падающей и отраженной волн измеряются поглощающими ваттметрами Bt_1 и Bt_2 . Результат измерения каждым ваттметром подается на вычитающее устройство VU , на выходе которого включен магнитоэлектрический измеритель, градуированный в единицах мощности. Его показания, в соответствии с формулой (9-8), пропорциональны проходящей мощности.

Метод поглощающей стенки реализуется в конструкции, состоящей из отрезка волновода, часть боковой стенки которого заменена поглощающей платиновой пленкой. При прохождении по волноводу энергии СВЧ-пленка нагревается, ее сопротивление изменяется. Измерительный узел, выполняемый обычно по мостовой схеме, позволяет измерить проходящую мощность СВЧ, замещая ее мощностью постоянного

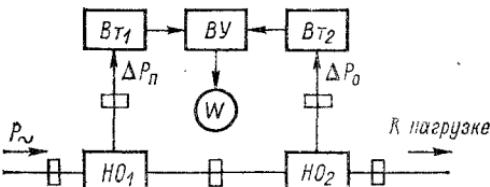


Рис. 9-13. Структурная схема измерения проходящей мощности методом ответвления

тока. Метод позволяет измерять малые, средние и большие мощности на участках рабочих диапазонов частот волноводов. Метод прост и надежен. Большим недостатком метода является инерционность и значительная погрешность измерения. Для уменьшения погрешности применяют предварительную калибровку на постоянном токе.

Зондовый метод основан на измерении напряженности электромагнитного поля (обычно его электрической составляющей) в нескольких точках линии передачи и определении проходящей мощности по известным соотношениям. Напряженность поля измеряется зондами, представляющими собой миниатюрные преобразователи с элементами связи. Зонды характеризуются коэффициентом преобразования и амплитудной характеристикой. В большинстве случаев применяют зонды в виде металлических или полупроводниковых термопар, которые погружаются в полость волновода на 0,1—0,2 мм в определенном порядке. Число зондов колеблется от двух до восьми. Мощность СВЧ вызывает нагрев термопар, и на их выходных (холодных) концах появляется термоЭДС, пропорциональная проходящей мощности. Метод прост, позволяет измерять средние и большие мощности; индикация возможна простым стрелочным прибором. К недостаткам следует отнести значительную погрешность (больше 10 %), зависимость показаний от точности согласования, узкополосность и необходимость калибровки на рабочих уровнях мощности.

Пондеромоторный метод обеспечивает высокую точность (погрешность меньше 1 %), однако ваттметры малонадежны, неудобны в работе. Метод используется преимущественно в метрологических исследованиях.

Метод, основанный на эффекте Холла в полупроводнике, пока не нашел применения в серийно выпускаемых приборах в силу малой чувствительности, большой зависимости от температуры окружающей среды и малой точности [9].

9-4. ИЗМЕРЕНИЕ ВЕСЬМА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

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 антено-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.

Шумовой сигнал модулируется синусоидальным напряжением низкой частоты с помощью модулятора M и модуляционного генератора $MГ$ (рис. 9-14) и поступает на широкополосный супергетеродинный СВЧ-приемник P . Напряжение промежуточной частоты после детектирования с помощью квадратичного детектора D преобразуется в сигнал низкой частоты, значение которого пропорционально мощности входного сигнала. Этот сигнал проходит через узкополосный селективный фильтр-усилитель $У$, настроенный на частоту модулирующего напряжения, и затем на синхронный детектор $СД$. С выхода последнего по-

стоянное напряжение поступает на фильтр нижних частот Φ с постоянной времени, достигающей десятков секунд, и регистрируется выходным магнитоэлектрическим индикатором, градуированным в единицах мощности и kT .

Выигрыш в чувствительности оценивают по формуле $Q \approx \sqrt{2\Delta f \tau}$, где $2\Delta f$ — полоса пропускания приемника до детектора, τ — 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

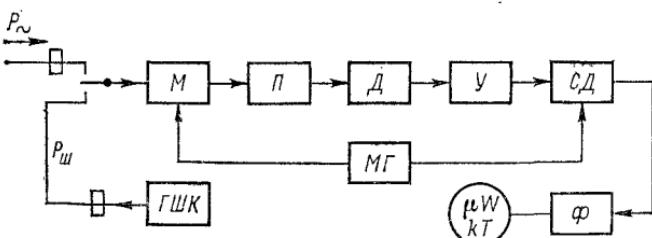


Рис. 9-14. Упрощенная структурная схема радиометра

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.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

10-1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИЗМЕРЯЕМЫХ ВЕЛИЧИН

Случайный (вероятностный, или стохастический) сигнал может принимать различные значения в зависимости от случая, и его изменения точно предсказать невозможно (рис. 10-1). Случайные сигналы подразделяют на стационарные и нестационарные. Случайный сигнал называется *стационарным*, если плотность вероятности любой совокупности его мгновенных значений не изменяется при любом сдвиге этой совокупности во времени, т. е.

$$p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = p_n(x_1, t_1 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau). \quad (10-1)$$

Нестационарным называется случайный сигнал, у которого плотность вероятности некоторой совокупности его мгновенных значений изменяется при сдвиге этой совокупности во времени, т. е. в выражении (10-1) должен стоять знак неравенства.

Случайный сигнал называется *эргоидическим*, если любая вероятностная характеристика его, полученная усреднением по множеству возможных реализаций с вероятностью, сколь угодно близкой к единице, равна характеристике, полученной усреднением за достаточно большой интервал времени одной реализации 2 (рис. 10-2).

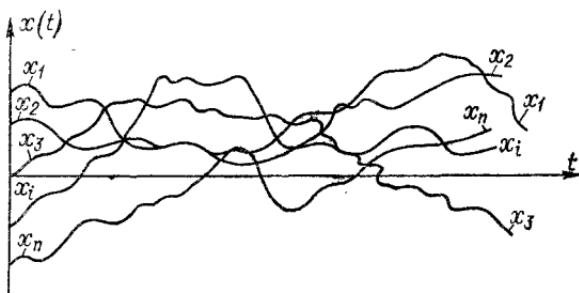


Рис. 10-1. График случайной функции

Случайный сигнал $x(t)$ характеризуют численными характеристиками, так называемыми моментами, корреляционной функцией, функцией распределения вероятностей и плотностью вероятности.

Момент представляет собой среднее значение сигнала в виде

$$m_k = M[X^k(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^k p(x, t) dt, \quad (10-2)$$

где M — знак математического ожидания; k — порядок момента (практически наибольший интерес представляют моменты первых двух порядков).

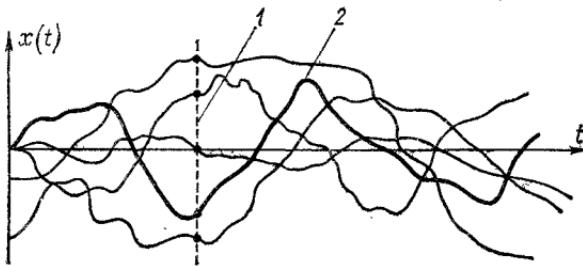


Рис. 10-2. К использованию свойства эргодичности
1 — усреднение по множеству реализаций; 2 — усредняемая по времени реализация

Для эргодических сигналов среднее по ансамблю реализаций $M[X(t)]$ эквивалентно среднему по времени $\bar{x}(t)$, что существенно упрощает процесс измерения. Действительно, фиксация мгновенных значений множества реализаций в момент времени t_i неизмеримо сложнее длительного наблюдения за одной реализацией. Однако следует иметь в виду, что полная эквивалентность достигается только при бес-

конечном времени наблюдения, а так как эксперимент всегда выполняется за конечный интервал времени, то его результат дает приближенные значения. Полученные в таких условиях характеристики называют статистическими характеристиками, или оценками, которые сами являются случайными величинами с погрешностями статистического характера.

Момент первого порядка одномерного стационарного эргодического сигнала на основании формулы (10-2) имеет следующий вид:

$$m_1 = M[X(t)] = \overline{x(t)} = \lim_{T_{yc} \rightarrow \infty} \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} x(t) dt \quad (10-3)$$

(T_{yc} — интервал времени усреднения) — и численно равен среднему значению (постоянной составляющей) случайного сигнала $\overline{x(t)}$.

Момент второго порядка

$$m_2 = M[X^2(t)] = \overline{x^2(t)} = \lim_{T_{yc} \rightarrow \infty} \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} x^2(t) dt \quad (10-4)$$

численно равен средней мощности сигнала, выделяемой на сопротивлении 1 Ом.

Случайный сигнал состоит из постоянной и переменной составляющих: $x(t) = \overline{x(t)} + x_{\sim}(t)$. Подставляя это выражение в формулу (10-4), получаем

$$m_2 = \overline{x^2(t)} = \lim_{T_{yc} \rightarrow \infty} \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} [\overline{x(t)} + x_{\sim}(t)]^2 dt = [\overline{x(t)}]^2 + D_x, \quad (10-5)$$

где

$$D_x = \lim_{T_{yc} \rightarrow \infty} \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} x_{\sim}^2(t) dt = \overline{x_{\sim}^2(t)} \quad (10-6)$$

— среднее значение квадрата переменной составляющей — *дисперсия*.

Напомним, что среднеквадратическое отклонение σ , характеризующее рассеивание реализации случайного сигнала, равно положительному корню квадратному из дисперсии: $\sigma = +\sqrt{D_x}$.

Корреляционная функция $R(\tau)$ случайного сигнала $x(t)$ численно равна среднему значению произведения переменной составляющей сигнала в момент t и такой же составляющей в момент $t - \tau$, где τ — определенный интервал времени запаздывания:

$$R(\tau) = \overline{x_{\sim}(t)x_{\sim}(t-\tau)}. \quad (10-7)$$

Функция (10-7) характеризует статистическую связь между мгновенными значениями случайного сигнала, разделенными заданным интервалом времени.

Нормированная корреляционная функция является отношением корреляционной функции сигнала к его дисперсии:

$$r(\tau) = R(\tau)/D_x. \quad (10-8)$$

Взаимно-корреляционная функция характеризует статистическую связь между мгновенными значениями двух случайных сигналов, раз-

деленных заданным интервалом времени. Численно она равна среднему значению произведения переменных составляющих случайных сигналов, одна из которых запаздывает относительно другой на определенный интервал времени τ :

$$R_{x_1, x_2}(\tau) = \overline{x_1 \sim(t) x_2 \sim(t-\tau)}. \quad (10-9)$$

Энергетический спектр случайного сигнала выражает среднюю мощность сигнала (10-4), приходящуюся на единицу полосы частот. Энергетический спектр и корреляционная функция одного и того же стационарного случайного сигнала математически связаны формулами Винера—Хинчина:

$$\left. \begin{aligned} W(f) &= 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau; \\ R(\tau) &= \int_0^{\infty} W(f) \cos 2\pi f \tau df. \end{aligned} \right\} \quad (10-10)$$

Более полными, но и более сложными являются *функция распределения* $F(x) = P[X(t) < x]$ и *плотность вероятности* $p(x) = \partial F(x)/\partial x$, где P — символ вероятности.

Нестационарные случайные сигналы нельзя исследовать на одной реализации, так же, как и стационарные неэргодические сигналы. Для исследования таких сигналов предварительно записывают, например на магнитную ленту, некоторое число реализаций. Затем считывают значения всех реализаций в одном «сечении» в интересующий момент времени и полученные данные записывают вновь в некотором масштабе условного времени в виде дискретных значений. Полученную новую зависимость принимают за реализацию стационарного эргодического сигнала.

При исследовании погрешностей статистических измерений важную роль играет *interval корреляции* τ_k случайного сигнала, который определяется по формуле $\tau_k = \int_0^{\infty} r(\tau) d\tau$. (Корреляция имеет место между значениями случайного сигнала в интервалах времени, приблизительно равных τ_k). Введено понятие *максимального интервала корреляции* $\tau_{k,\max}$, за пределами которого выборки значений сигнала можно считать некоррелированными. Значение функции $|r(\tau_{k,\max})| < \varepsilon$, где ε — наперед заданное малое число, например 0,05.

10-2. ИЗМЕРЕНИЕ МОМЕНТОВ

Измерение среднего значения. Этот момент первого порядка определяется по одной реализации длительностью T_{yc} , поэтому вместо значения, определяемого выражением (10-8), получим *оценку среднего значения* в виде

$$m_1^* = \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} x(t) dt. \quad (10-11)$$

Измерение оценки среднего значения сводится к интегрированию случайного сигнала, которое можно выполнить с помощью известных

аналоговых интегрирующих устройств: магнитоэлектрических электроизмерительных приборов, интегрирующих RC -цепочек, фильтров низких частот или интеграторов на базе усилителей постоянного тока. Для уменьшения погрешности измерения необходимо выбирать интервал времени усреднения значительно большим максимального интервала корреляции: $T_{yc} \gg \tau_{k, \text{макс}}$.

Это же измерение можно выполнить с помощью дискретных устройств, у которых интегрирование заменяется суммированием некоторого числа N дискретных значений реализации $x(iT_0)$, так называемых выборок, интервал между которыми $T_0 \geq \tau_{k, \text{макс}}$:

$$m_1^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(iT_0).$$

Погрешность измерения тем меньше, чем больше T_0 и N .

Измерение средней мощности и дисперсии. В соответствии с формулой (10-4) оценка средней мощности (момента второго порядка) случайного стационарного эргодического сигнала может быть выражена так:

$$m_2^* = \overline{x^2(t)} = \frac{1}{T_{yc}} \int_0^{T_{yc}} x^2(t) dt.$$

Измерение сводится к возведению значения сигнала $x(t)$ в квадрат и последующему усреднению. Эти операции выполняются с помощью вольтметров среднеквадратического (действующего) значения с открытым входом (см. § 3-3). Показание такого вольтметра

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

При возведении показания во вторую степень получим искомое значение оценки: $(U^*)^2 = m_2^*$. Применяемый вольтметр должен быть широкополосным с большой протяженностью квадратичного участка характеристики преобразования и значительным временем усреднения (например, микровольтметр В3-40).

Оценка дисперсии [см. формулу (10-6)] может быть измерена также электронным вольтметром среднеквадратического значения, но с закрытым входом; с помощью разделительного конденсатора исключается постоянная составляющая сигнала и измеряется только переменная. Показание вольтметра соответствует корню квадратному из дисперсии, т. е. среднеквадратическому отклонению σ . Динамический диапазон используемого вольтметра должен быть значительным, так как в случайных сигналах возможны большие отношения пикового значения к среднеквадратическому. Дисперсию можно вычислить, как разность между средней мощностью сигнала и мощностью его постоянной составляющей.

Средневыпрямленное значение случайного сигнала связано с его дисперсией через коэффициент формы $K_\Phi = \sqrt{U_{\text{ср. в}}^{**}/D_x} = U_{\text{ср. в}}^*/\sigma$. Значение K_Φ известно для различных законов распределения: например, для нормального закона $K_\Phi = 0,8$, для равномерного 0,865. Следовательно, можно применить вольтметр средневыпрямленного значе-

ния, показания которого при измерении напряжения случайного сигнала $U_{\text{ср.в}}^* = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt$, и вычислить среднеквадратическое отклонение $\sigma = U_{\text{ср.в}}^*/K_\phi$.

10-3. ИЗМЕРЕНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ

Корреляционная и взаимно-корреляционная функции стационарных эргодических сигналов представлены формулами (10-7) и (10-9) соответственно. Из этих формул следует, что для измерения указанных функций необходимо осуществлять перемножение и усреднение полученного произведения двух сигналов, один из которых задержан

относительно другого на интервал времени τ . Эти операции выполняют с помощью приборов — коррелометров.

Простейший аналоговый коррелометр (рис. 10-3) состоит из двух каналов, в одном из которых осуществляется регулируемая задержка сигнала, а также из перемножающего, усредняющего и регистрирующего устройств. Реализации случайных сигналов, которые подлежат исследованию, обычно записывают в некоторое устройство памяти, на-

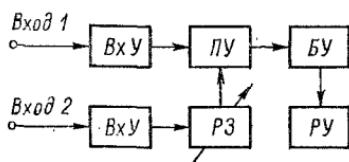


Рис. 10-3. Структурная схема простейшего коррелометра

пример магнитограф. Электрические сигналы, соответствующие этой реализации, подают на входные устройства BxU , содержащие аттенюатор, фильтр верхних частот и усилитель. Задержка осуществляется в одном из каналов с помощью устройства регулируемой задержки RZ , конструкция которого зависит от частоты исследуемого сигнала и времени запаздывания τ . На высоких частотах и при малых τ используют линии задержки, а на низких частотах — магнитографы. В последних имеются две головки — записывающая и воспроизводящая, изменением расстояния между которыми осуществляется регулировка времени запаздывания τ . Перемножающее устройство PU обычно выполняется на базе кольцевого модулятора; оно должно быть широкополосным и быстродействующим. В качестве усредняющего устройства (блока усреднения BU) обычно используют интегратор. Регистрирующими устройствами PY служат самопищущие вольтметры, осциллографы или магнитографы.

При измерении корреляционной функции исследуемый сигнал подают одновременно на оба входа коррелометра; при измерении взаимно-корреляционной функции сигналы подают на соответствующие входы раздельно. Затем устанавливают некоторое значение времени запаздывания τ_i и на выходе коррелометра получают одно значение корреляционной $R^*(\tau_i)$ или взаимно-корреляционной функции $R^*_{x_1, x_2}(\tau_i)$. Для получения графика корреляционной функции повторяют измерения при разных значениях τ_i через интервалы отсчета $\tau_{\text{от}}$ в пределах $\tau = n\tau_{\text{от}}$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N$). Такой последовательный анализ занимает много времени. Параллельный анализ можно осуществить многоканальным коррелометром, в котором имеются n устройств задержки, перемножения и усреднения и n -канальное регистрирующее устройство, на ко-

тором одновременно появляются n дискретных значений ординат, позволяющих построить кривую $R^*(t)$ или $R_{x_1, x_2}^*(t)$.

При последовательном анализе можно получить график корреляционной функции, если плавно изменять время запаздывания от 0 до τ и синхронно записывать значения получаемых ординат. Такой график сильно растянут по времени, так как изменение запаздывания происходит в течение некоторого интервала текущего времени Δt . Скорость изменения времени запаздывания $v = \tau/\Delta t$ называется *скоростью развертки функции корреляции*; v определяется в относительных единицах — мкс/с или мс/мин. Практически время запаздывания ограничивают значением максимального времени корреляции $\tau_{k, \max}$, и тогда число точек получения данных $N = (\tau_{k, \max}/\tau_{\text{от}}) + 1$. Интервал $\tau_{\text{от}}$ и число N выбирают по допустимому значению погрешности измерения; практически ограничиваются 10 или 15 точками.

10-4. ИЗМЕРЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

Энергетический спектр случайного сигнала измеряют методом фильтрации или корреляции.

Метод фильтрации заключается в последовательном выделении узкополосным фильтром участков спектра исследуемого сигнала, в которых энергетический спектр можно считать постоянным, и в измерении средней мощности на каждом участке. Тогда оценка энергетического спектра

$$W^*(f) = P_1(f)/(2\Delta f),$$

где f — средняя частота узкополосного фильтра; $2\Delta f$ — его полоса пропускания; P_1 — средняя мощность сигнала, выделяемая на сопротивлении 1 Ом.

Прибор для измерения спектральной плотности мощности представляет собой анализатор спектра (см. § 6-2), на выходе фильтра которого включен вольтметр среднеквадратического значения с закрытым входом.

Корреляционный метод основан на формуле (10-10) и применяется в том случае, если известно выражение конкретной корреляционной функции или ее легче измерить, чем среднюю мощность сигнала. Корреляционный метод является косвенным методом, и погрешность его значительно больше погрешности метода фильтрации.

10-5. ИЗМЕРЕНИЕ ФУНКЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ

Ограничимся рассмотрением стационарного случайного сигнала с эргодическими свойствами, что позволяет исследовать одну реализацию сигнала I (рис. 10-4). Функция распределения может быть выражена через относительное время превышения значений реализаций некоторого заданного уровня X . Получается функция $F_1(x) = 1 - F(x) = 1 - P[x(t) < X]$, оценка которой

$$F_1^*(x) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \Delta t_{ii}, \quad (10-12)$$

где $\Sigma \Delta t_i$ — время превышения в течение интервала времени измерения T .

Плотность вероятности той же реализации можно выразить через относительное время пребывания сигнала в интервале значений $X + \Delta X$: $p(x) = P[X < x(t) < X + \Delta X]$. Оценка плотности вероятности вытекает из формулы (10-12):

$$p^*(x) = \frac{1}{T\Delta X} \sum_{i=1}^n \Delta t_{3i}.$$

На основе этих формул построены аналоговые измерительные приборы; структурная схема простейшего из них представлена на рис. 10-5.

Исследуемый сигнал $x(t)$ подается на входное устройство BxU , обеспечивающее необходимый уровень сигнала для нормальной работы последующих узлов. Амплитудные селекторы AC_1 и AC_2 (следящие одновибраторы — триггеры Шмита) выделяют сигналы с амплитудой, превышающей некоторый заданный уровень — порог селекции. Порог первого селектора устанавливают равным X , второго — $X + \Delta X$. На выходе селектора AC_1 получаются прямоугольные импульсы U_1 длительностью Δt_{1i} , равной интервалам времени превышения уровня X (см. рис. 10-4). На выходе селектора AC_2 получаются импульсы U_2 , длительность которых равна интервалам времени превышения уровня $X + \Delta X$. Формирующие устройства ΦU_1 и ΦU_2 предназначены для уравнивания высоты импульсов. Выходное напряжение первого формирующего устройства усредняется в блоке усреднения BU и поступает на регистрирующее устройство PY .

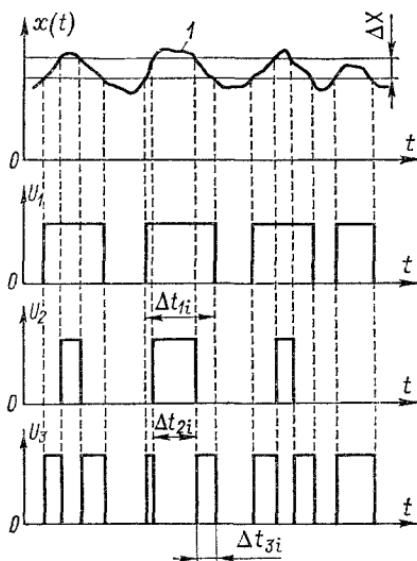


Рис. 10-4. К измерению одномерной плотности вероятности

очевидно, что полученное значение пропорционально ординате функции распределения на уровне X .

Для получения значения ординаты плотности вероятности $p(x)$ обе последовательности импульсов U_1 и U_2 с обоих формирующих устройств поступают на вычитающее устройство BV , на выходе которого появляются импульсы длительностью $\Delta t_{3i} = \Delta t_{1i} - \Delta t_{2i}$. После усреднения всей суммы этих разностей на регистрирующее устройство поступает значение, пропорциональное ординате плотности вероятности в интервале ΔX .

Для построения графиков функций распределения и плотности вероятности необходимо провести несколько (больше десяти) измерений при разных уровнях X и равных интервалах ΔX . Амплитудные селекторы выполняются с регулируемыми порогами селекции, а уровень устанавливается с помощью регулятора уровня PYU . Управление порогами селекции и уровнями можно выполнять автоматически,

синхронно с разверткой осциллографа, включенного в качестве регистрирующего устройства. Полученная осциллограмма представляет собой график исследуемой функции.

Погрешность измерения оценок одномерной плотности вероятности и функции распределения аналоговым методом зависит от многих причин. Главными из них являются: конечный интервал времени измерения; ограниченное число уровней; значительная ширина интервала ΔX , практически устанавливаемая в пределах 2–5 % входного сигнала. Кроме этих методических причин, имеются много инструментальных: неточность установки порогов селекции и их дрейф; искажение фронта и среза импульсов; недостаточное быстродействие амплитудных селекторов. Все эти причины не позволяют исследовать сигналы, частота которых превышает несколько десятков килогерц.

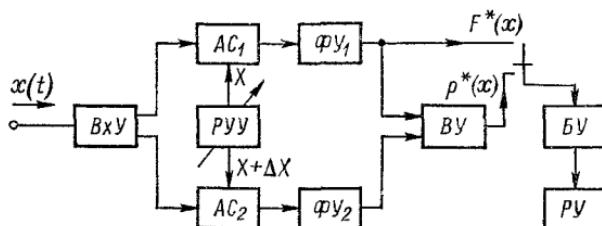


Рис. 10-5. Структурная схема аналогового измерителя функции распределения и плотности вероятности

Дискретный метод измерения позволяет значительно уменьшить погрешности, особенно инструментальные. Аналоговая реализация случайного сигнала преобразуется в дискретную, например путем выборок. При помощи электронного частотомера подсчитывается число импульсов n за интервал времени пребывания реализации сигнала в интервале ΔX при определении плотности вероятности или за интервал времени превышения уровня X при определении функции распределения. Если выбрать шаг дискретизации τ_0 , то $\Sigma \Delta t_i = n\tau_0$, а $T = N\tau_0$, где N — общее число импульсов опроса за время наблюдения T . Тогда оценку плотности вероятности можно представить так:

$$p^*(x) = \frac{1}{\Delta X} \frac{n\tau_0}{T} = \frac{1}{\Delta X} \frac{n}{N};$$

оценку функции распределения —

$$F_i^*(x) = n/N.$$

На основании этих формул разработаны приборы дискретного действия — статистические анализаторы (рис. 10-6, а). Для получения оценки плотности вероятности на оба входных устройства BxU_1 и BxU_2 подают реализацию исследуемого сигнала; после масштабного преобразования она поступает на входы 1 сравнивающих устройств CY_1 и CY_2 . Одновременно на входы 2 поступают напряжения от устройства установки порога сравнения $УПС$ на уровне X и $X + \Delta X$. Сравнивающие устройства пропускают напряжения реализации только тогда, когда они открываются импульсами опроса $U_{\text{опр}}$ (рис. 10-6, б),

которые вырабатывает генератор опроса $ГО$. Частоту следования опросных импульсов устанавливают в соответствии с выбранным шагом дискретизации: $t_{\text{спр}} = 1/\tau_0$.

Если значение реализации превышает установленный уровень X , то на выходе CY_1 появляются импульсы U_1 , число которых пропорционально времени превышения. Аналогично, если $x(t)$ превышает уровень $X + \Delta X$, то на выходе CY_2 появляется соответствующее число импульсов U_2 . Импульсы U_1 и U_2 в формирующих устройствах ΦY_1

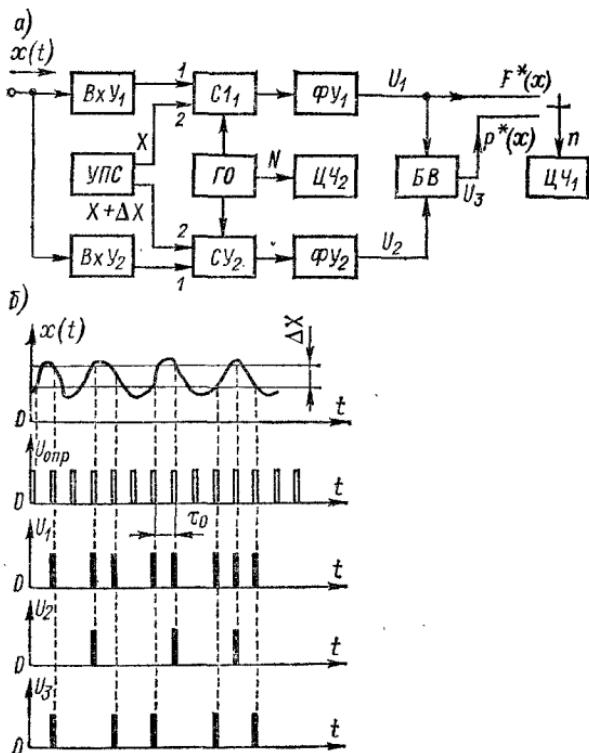


Рис. 10-6. Статистический анализатор

и ΦY_2 преобразуются в идентичные импульсы одной полярности и поступают в блок вычитания BB . Если на оба входа BB одновременно поступают два импульса, что случается каждый раз, когда значение $x(t)$ превышает уровень $X + \Delta X$, то они вычитываются и на выход BB проходят импульсы U_3 , регистрируемые цифровым частотомером $ЦЧ_1$, работающим в режиме счета импульсов. Число n подсчитанных импульсов совпадения за интервал времени T пропорционально значению оценки плотности вероятности на данном уровне X . Число импульсов опроса N , т. е. число выборок, регистрируется за то же время измерения T с помощью цифрового частотомера $ЦЧ_2$. Ордината плотности вероятности $p_i(x) = n/(N\Delta X)$.

Для получения графика оценки плотности вероятности необходимо выполнить измерения на многих уровнях при неизменном ΔX . Функ-

ция распределения определяется по числу импульсов на выходе ΦY_1 , относенному к числу импульсов опроса.

Время единичного измерения T или число выборок N определяется шагом дискретизации τ_0 , который должен превышать максимальный интервал корреляции $\tau_{k,\max}$. Значение интервала ΔX выбирают в зависимости от среднеквадратического отклонения σ исследуемой реализации и числа выборок N ; например, для нормального закона распределения при уровне $X = 3\sigma$: $(\Delta X)_{\text{опт}} = 3,5\sigma/\sqrt[5]{N}$.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

11-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Здесь рассматриваются измерения параметров линейных пассивных двухполюсников — резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Эти элементы характеризуются основными и паразитными (сопутствующими) параметрами.

Для резистора (рис. 11-1) основным параметром является сопротивление электрическому току R , а паразитными — индуктивность L_R проводов обмотки (проводочных резисторов) и выводов, а также C_R — емкость между витками и выводами. Паразитные параметры следует учитывать при определении верхнего предела частоты переменного тока, проходящего через данный рези-

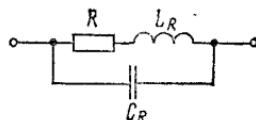


Рис. 11-1. Эквивалентная схема резистора

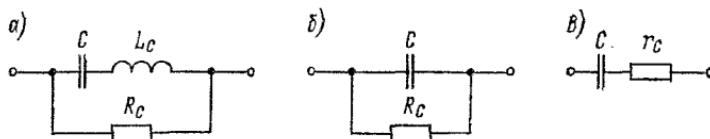


Рис. 11-2. Эквивалентная схема конденсатора: *а* — полная; *б*, *в* — на низких частотах

стор. У поверхностных и композиционных резисторов значения параметров L_R и C_R много меньше, чем у проводочных.

Основной параметр конденсатора (рис. 11-2, а) — емкость C , а паразитные — индуктивность L_C пластин и выводов и R_C — сопротивление потерь, главным образом в диэлектрике. У большинства конструкций конденсаторов L_C пренебрежима мала и эквивалентная схема упрощается (рис. 11-2, б). Комплексное сопротивление конденсатора

$$\dot{Z}_C = \frac{R_C}{1 + j\omega R_C C}$$

и тангенс угла потерь

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_C C}.$$

Эквивалентную схему конденсатора можно представить в виде последовательного соединения той же емкости и сопротивления r_C (рис. 11-2, в);

$$r_C = \frac{1}{\omega^2 C^2 R_C}.$$

Тогда

$$\dot{Z}_C = r_C + \frac{1}{j\omega C} \text{ и } \operatorname{tg} \delta = r_C \omega C.$$

Для катушки индуктивности (рис. 11-3, а) основным параметром является индуктивность L , паразитными —

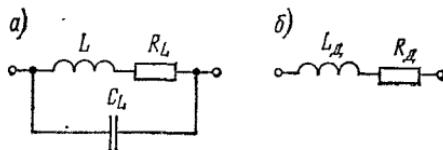


Рис. 11-3. Эквивалентная схема катушки индуктивности: а — полная; б — на низких частотах

сопротивление потерь R_L и собственная емкость катушки C_L . Важными характеристиками катушки являются ее собственная резонансная частота

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}}$$

и добротность

$$Q = \omega L / R_L,$$

где $\omega = 2\pi f$; f — рабочая частота в электрической цепи.

При измерениях эквивалентную схему катушки индуктивности представляют в другом виде (рис. 11-3, б), где

$$L_d = \frac{L}{1 - (f/f_L)^2} \quad (11-1)$$

и

$$R_d = \frac{R_L}{[1 - (f/f_L)^2]^2} \quad (11-2)$$

— действующее значение индуктивности и сопротивления потерь, в отличие от L и R при $f = 0$ в схеме рис. 11-3, а; f — рабочая частота.

Комплексное сопротивление катушки индуктивности

$$\hat{Z}_L = R_d + j\omega L_d.$$

Если $f \ll 0,1 f_L$, то с погрешностью, меньшей 1%, можно считать $L \approx L_d$ и $R_L \approx R_d$.

Для отбора или проверки резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности измеряют главным образом основные параметры R , C и L , но на высоких частотах приходится учитывать и измерять и паразитные — C_L , C_R и R_C (r_C). Для этих измерений применяют методы вольтметра и амперметра, мостовой, резонансный и дискретного счета.

11-2. МЕТОД ВОЛЬТМЕТРА И АМПЕРМЕТРА

Сопротивление резистора R_x постоянному току измеряют с помощью схемы, представленной на рис. 11-4, а. Установив реостатом R удобные значения тока и напряжения, вычисляют

$$R_x = \frac{U_x}{I - I_V} = \frac{U_x}{I - (U_x/R_V)},$$

где I_V — ток через вольтметр; R_V — внутреннее сопротивление вольтметра; если $R_V \gg R_x$, то $R_x \approx U_x/I$.

Абсолютная методическая погрешность ΔR_x определяется по разности между общим сопротивлением соединенных параллельно резистора и вольтметра и измеренным сопротивлением:

$$\Delta R_x = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V} - R_x = - \frac{R_x^2}{R_x + R_V};$$

относительная погрешность

$$\delta = - \frac{R_x}{R_x + R_V}.$$

Очевидно, что схема рис. 11-4, а пригодна для измерения малых сопротивлений.

Для измерения больших сопротивлений применяют схему рис. 11-4, б. В этом случае $R_x = (U/I_x) - R_A$, где R_A — внутреннее сопротивление амперметра. Если $R_A \ll R_x$, то $R_x = U/I_x$. Абсолютная погрешность $\Delta R_x = R_A$, относительная $\delta = R_A/R_x$.

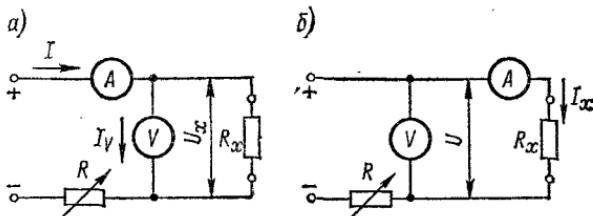


Рис. 11-4. Схемы измерения сопротивления методом вольтметра и амперметра

Погрешность измерения методом вольтметра и амперметра всегда больше суммы приведенных погрешностей используемых амперметра и вольтметра.

Этим методом можно измерять «по точкам» вольт-амперные характеристики нелинейных двухполюсников, например варисторов, терморезисторов и др.

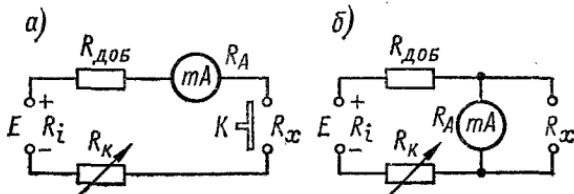


Рис. 11-5. Схемы электромеханических омметров

На основе метода вольтметра и амперметра разработаны и выпускаются приборы для измерения сопротивлений — электромеханические и электронные омметры (килоомметры, мегаомметры).

Электромеханический омметр состоит из источника питания E с внутренним сопротивлением R_i , в качестве которого применяют гальванические элементы или миниатюрные аккумуляторы, магнито-электрического микро- или миллиамперметра с сопротивлением R_A , добавочного резистора $R_{\text{добр}}$ и переменного калибровочного резистора R_k (рис. 11-5).

Различают две схемы омметров — с последовательным и параллельным соединением измеряемого резистора R_x и миллиамперметра. При последовательном соединении (рис. 11-5, а) ток через миллиамперметр с увеличением сопротивления R_x уменьшается:

$$I = E/(R_\Sigma + R_x),$$

где R_Σ — сумма всех постоянных сопротивлений в цепи омметра; шкала миллиамперметра градуируется в омах от ∞ до 0.

При параллельном присоединении (рис. 11-5, б) ток через миллиамперметр с увеличением измеряемого сопротивления R_x растет и шкала градуируется от 0 до ∞ . В обоих случаях шкалы неравномерны. Омметр с последовательным включением предназначен для измерения больших сопротивлений (до 10^6 — 10^7 Ом), а с параллельным — для измерения сравнительно малых сопротивлений (до 10^3 Ом).

Напряжение источника питания E с течением времени уменьшается и градуировка шкалы нарушается, поэтому омметры перед каждым измерением калибруются. Для калибровки шкалы омметра с последовательным включением зажимы R_x с помощью кнопки K закорачиваются и с помощью регулировки калибровочного резистора $R_{\text{к}}$ стрелка устанавливается в крайнее правое положение на отметку «0». Омметр с параллельным включением калибруется при разомкнутых зажимах R_x ; стрелку следует установить в крайнее правое положение на отметку « ∞ ». У некоторых омметров калибровка шкалы осуществляется изменением магнитной индукции в воздушном зазоре магнитной цепи миллиамперметра. Для этого регулируют положение магнитного шунта (ферромагнитной пластинки переменного сечения) в зазоре до установки стрелки в крайнее правое положение на шкале. Имеются омметры с логарифмическими измерителями тока. Такие омметры не нуждаются в калибровке, так как показания логометра являются функцией отношения двух токов, протекающих по их рамкам [см. формулу (3-11)].

Электронные омметры работают на операционных усилителях OY (рис. 11-6). На входе усилителя включен образцовый резистор $R_{\text{обр}}$, а цепь обратной связи — измеряе-

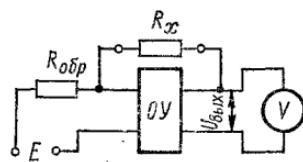


Рис. 11-6. Схема электронного омметра

мый резистор R_x . Выходное напряжение операционного усилителя в этой схеме зависит от отношения сопротивлений:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{E}{R_{\text{обр}}} R_x = aR_x.$$

Следовательно, шкалу вольтметра можно градуировать в единицах сопротивления. Для расширения пределов измерения используется набор образцовых резисторов.

11-3. МОСТОВОЙ МЕТОД

Мосты постоянного тока. Одинарный мост постоянного тока (рис. 11-7) состоит из четырех плеч — резисторов, сопротивления которых соответственно равны R_1 , R_2 , R_3 и R_4 . В одну диагональ включен источник питания E , а во

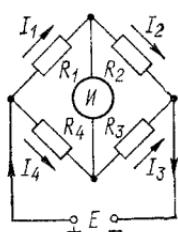


Рис. 11-7. Схема моста постоянного тока

вторую — индикатор I . В момент равновесия моста, когда произведения сопротивлений противолежащих плеч равны друг другу,

$$R_1R_3 = R_2R_4, \quad (11-3)$$

ток индикатора I равен нулю.

Следовательно, если сопротивления трех плеч известны, то из условия (11-3) легко определяется неизвестное сопротивление четвертого плеча. Например, пусть $R_1 = R_x$, тогда $R_x = R_2R_4/R_3$. Равновесие моста достигается изменением

R_2 и отношения R_4/R_3 . Практически резисторы плеч моста выполняют в виде магазинов образцовых сопротивлений. Сопротивления плеч обычно меняются дискретно: R_2 — с малым шагом, а отношение R_4/R_3 — с шагом 10^n ($n = 0, 1, 2, \dots$).

Мосты характеризуются относительной чувствительностью и погрешностью. Относительной чувствительностью называют отношение отклонения показания индикатора $\Delta\alpha$ к относительному изменению сопротивления одного из плеч вблизи состояния равновесия, выраженному в процентах, т. е.

$$S_m = \Delta\alpha/\varepsilon, \quad (11-4)$$

где $\varepsilon = 100 \Delta R/R, \%$.

Умножив и разделив правую часть равенства (11-4) на ΔI_H , где I_H — ток индикатора, получим

$$S_m = \frac{\Delta\alpha}{I_H} \frac{\Delta I_H}{\varepsilon} = S_{I_H} S_{\text{м.п.}}$$

Отсюда следует, что чувствительность моста определяется произведением чувствительности индикатора (в данном случае по току) и чувствительности измерительной мостовой цепи. Для повышения чувствительности в качестве индикатора применяют гальванометры или микроамперметры с двусторонней шкалой, а мостовую цепь стремятся сделать равноплечей, когда $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$.

Основная погрешность моста постоянного тока определяется чувствительностью индикатора и погрешностью сопротивлений плеч, а также сопротивлениями монтажных проводов и контактов. Дополнительная погрешность возникает при изменении температуры и за счет сопротивления внешних соединительных проводов. Сопротивление последних можно измерить этим же мостом и вычесть из полученного результата. Однако если эти сопротивления меньше одного ома, то они измеряются со значительной погрешностью, и если измеряемое сопротивление R_x также мало, то результат измерения неудовлетворительный.

Для измерения малых сопротивлений (от 1 до 10^{-8} Ом) применяют двойные мосты. В схеме *двойного моста* (рис. 11-8) обозначено: $R_1 - R_4$ — сопротивления плеч; R — сопротивление вспомогательного малого резистора; R_x и $R_{\text{обр}}$ — сопротивления измеряемого и образцового резисторов.

Напишем уравнения Кирхгофа для уравновешенного состояния двойного моста, т. е. когда ток гальванометра равен нулю:

$$I_x R_x + I_2 R_4 = I_1 R_1;$$

$$I_x R_{\text{обр}} + I_2 R_3 = I_1 R_2;$$

$$I_2 (R_4 + R_3) = (I_x - I_2) R.$$

Решив эту систему уравнений относительно R_x , получаем

$$R_x = R_{\text{обр}} \frac{R_1}{R_2} + \frac{R R_3}{R + R_3 + R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_4}{R_3} \right).$$

При конструировании и изготовлении двойных мостов резисторы плеч выполняют так, чтобы $R_1 = R_4$, а $R_2 = R_3$,

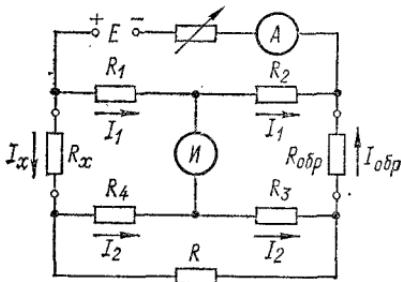


Рис. 11-8. Схема двойного моста

тогда второе слагаемое в выражении для R_x будет равно нулю и значение измеряемого сопротивления находится по формуле

$$R_x = R_{\text{обр}} \frac{R_1}{R_2}.$$

Равенства сопротивлений резисторов плеч $R_1 = R_4$ и $R_2 = R_3$ должны сохраняться все время, поэтому они регулируются с помощью спаренных органов управления. Абсолютное равенство указанных пар сопротивлений осуществить невозможно, и для уменьшения погрешности за счет отбрасывания второго слагаемого оно должно быть возможно меньшим, что достигается применением вспомогательного резистора R с минимальным сопротивлением.

Практически резистор R представляет собой короткий отрезок медной шины большого сечения.

Промышленность выпускает одинарные и одинарно-двойные мосты с классами точности 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5.

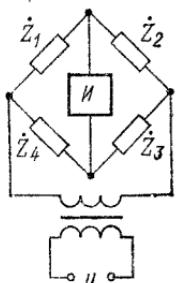


Рис. 11-9. Схема моста переменного тока

Мосты переменного тока. Мост переменного тока состоит из четырех плеч — двухполюсников с полными сопротивлениями \dot{Z} (рис. 11-9). В одну диагональ моста включен источник переменного напряжения (генератор низкой частоты) U , в другую — нулевой индикатор переменного напряжения I .

В качестве нулевых индикаторов применяют избирательные вольтметры, индикаторы с электронно-лучевой трубкой или головные телефоны. Равновесие моста достигается при условии равенства произведений комплексных сопротивлений противоположных плеч:

$$\dot{Z}_1 \dot{Z}_3 = \dot{Z}_2 \dot{Z}_4. \quad (11-5)$$

Это условие можно представить иначе, подставив в формулу (11-5) выражения полных сопротивлений в показательной форме:

$$|\dot{Z}|_1 e^{i\Phi_1} |\dot{Z}|_3 e^{i\Phi_3} = |\dot{Z}|_2 e^{i\Phi_2} |\dot{Z}|_4 e^{i\Phi_4}, \quad (11-6)$$

где $|\dot{Z}|_1$, $|\dot{Z}|_2$, $|\dot{Z}|_3$ и $|\dot{Z}|_4$ — модули полных сопротивлений плеч, а Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 , Φ_4 — фазовые сдвиги между током и напряжением в соответствующих плечах.

Равенство (11-1) распадается на два условия равновесия

$$|\dot{Z}|_1 |\dot{Z}|_3 = |\dot{Z}|_2 |\dot{Z}|_4; \\ \Phi_1 + \Phi_3 = \Phi_2 + \Phi_4. \quad (11-7)$$

Отсюда следует, что мост переменного тока нужно уравновешивать регулировкой активной и реактивной составляющих плеч, т. е. равновесие осуществляется по модулям и по фазам. Нужно иметь в виду, что при изменении значений активных и реактивных составляющих одновременно изменяются и модуль и фаза, поэтому мост переменного тока можно привести в равновесие лишь методом последовательных приближений к нулевому показанию индикатора. Число поочередных регулировок обоих параметров характеризует сходимость моста, т. е. быстроту достижения равновесия.

Сходимость определяется схемой и конструкцией моста.

Второе условие равновесия моста переменного тока (11-7) определяет порядок включения двухполюсников относительно друг друга. Действительно, если в первое и третье плечи включены резисторы, то во втором и четвертом плечах должны находиться реактивные сопротивления разных знаков. Если в смежных плечах, например в первом и втором, стоят резисторы, в остальные смежные должны быть включены реактивные сопротивления одного знака. Очевидно, что одновременно во все плечи можно включать двухполюсники с сопротивлениями одинакового характера.

Относительная чувствительность моста переменного тока определяется аналогично формуле (11-4). Основная погрешность зависит от погрешностей номинальных значений параметров элементов, образующих мост: сопротивлений, индуктивностей и емкостей монтажных проводов и переходных сопротивлений контактов. Выпускаются мосты переменного тока следующих классов точности: 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0.

Рассмотрим схемы мостов переменного тока. На рис. 11-10, а представлен мост для измерения емкостей и тангенса угла потерь. Два его плеча составлены из магазинов сопротивлений R_1 и R_2 ; в третье включают измеряемый конденсатор C_x , сопротивление потерь в котором r_x ; четвертое плечо образовано последовательно соединенными образцовыми конденсатором $C_{обр}$ и плавнопеременным ре-

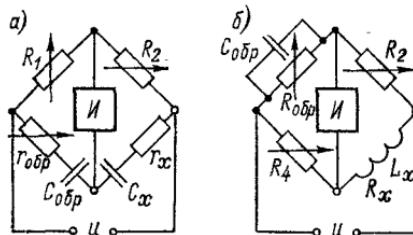


Рис. 11-10. Схемы мостов для измерения емкостей (а) и индуктивностей (б)

зистором с малым сопротивлением $r_{\text{обр}}$. Образцовый конденсатор выбирается с малыми потерями, которыми можно пренебречь. Установив равновесие моста, согласно формуле (11-7) получаем следующее равенство:

$$R_1 \left(r_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) = R_2 \left(r_{\text{обр}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{обр}}} \right),$$

откуда

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_{\text{обр}}; \quad r_x = \frac{R_2}{R_1} r_{\text{обр}}; \quad \varphi_x = \Phi_{\text{обр}}.$$

Здесь $\Phi_{\text{обр}}$ — фазовый сдвиг не в образцовом конденсаторе, а в образцовом плече. Обычно интересен не угол φ_x , а дополняющий его до 90° угол потерь

$$\delta_x = \frac{\pi}{2} - \varphi_x$$

или его тангенс

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{r_x}{X} = r_x \omega C_x = r_{\text{обр}} \omega C_{\text{обр}}.$$

На рис. 11-10, б представлен мост для измерения индуктивностей и добротностей катушек индуктивности. Плечи R_2 и R_4 — магазины сопротивлений, первое плечо — образцовый конденсатор $C_{\text{обр}}$ с пренебрежимо малыми потерями и плавнопеременный образцовый резистор с большим сопротивлением $R_{\text{обр}}$. Условие равновесия имеет вид

$$Z_{\text{обр}} Z_x = R_2 R_4 \text{ или } \frac{R_{\text{обр}}}{1 + j\omega C_{\text{обр}} R_{\text{обр}}} (R_x + j\omega L_x) = R_2 R_4,$$

откуда

$$L_x = R_2 R_4 C_{\text{обр}}; \quad R_x = \frac{R_2 R_4}{R_{\text{обр}}}; \quad Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = R_{\text{обр}} \omega C_{\text{обр}}.$$

Рассмотренные схемы мостов переменного тока конструктивно объединяют в универсальных мостах для измерения L , C , R , Q и $\operatorname{tg} \delta$, в которых путем переключений можно получить нужную схему моста, в том числе и моста постоянного тока. Универсальные мосты работают на низких частотах, обычно 100 и 1000 Гц; при более высоких частотах резко возрастает погрешность из-за паразитных связей между плечами, плечами и землей, мостом и оператором. Эти связи непостоянны, и результаты измерений не повторяются. Экранирование элементов моста позволяет увеличить верхнюю границу рабочих частот до нескольких десятков килогерц.

В радиотехнических устройствах широко применяются катушки индуктивности с ферромагнитными сердечниками, трансформаторы и дроссели с сердечниками, выполненными из электротехнической стали, пермаллоя и т. д. Индуктивность катушки с сердечником нелинейна, и ее значение зависит от значений приложенного к ней переменного напряжения и проходящего по ее виткам тока подмагничивания. Измерять индуктивность таких катушек нужно в схеме, имитирующей рабочие условия, т. е. обеспечивающей возможность установки определенных значений переменного напряжения и постоянного тока. Для этого мост снабжают двумя источниками питания — генератором переменного тока и выпрямителем, регулирующими элементами и измерительными приборами.

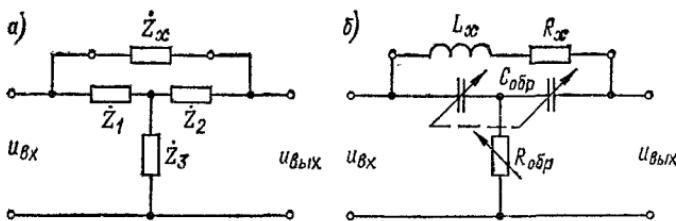


Рис. 11-11. Схемы Т-образного перекрытого моста

Высокочастотные мосты. Для измерения параметров элементов цепей в диапазоне высоких частот (до 50 МГц) применяют Т-образные перекрытые и Т-образные двойные мосты.

Условие равновесия Т-образного перекрытого моста (рис. 11-11, а) имеет вид

$$Z_x + Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} = 0.$$

В практической схеме (рис. 11-11, б) равновесие устанавливается с помощью плавнопеременных градуированных образцовых элементов: сдвоенного конденсатора $C_{обр}$ и резистора $R_{обр}$. При измерении параметров катушки индуктивности получаем

$$L_x = \frac{2}{\omega^2 C_{обр}}; \quad R_x = \frac{1}{R_{обр} \omega^2 C_{обр}^2}; \quad Q = 2\omega R_{обр} C_{обр};$$

при измерении параметров конденсатора —

$$C_x = \frac{C_{обр}}{2}; \quad r_C = \frac{1}{\omega^2 C_{обр}^2 R_{обр}}; \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{2\omega R_{обр} C_{обр}}.$$

Двойной Т-образный мост с плечами в виде проводимостей $\dot{Y} = G + jB$ представлен на рис. 11-12, а. Условие равновесия такого моста имеет вид

$$\dot{Y}_1 \dot{Y}_2 (\dot{Y}_3 + \dot{Y}_4 + \dot{Y}_5) + \dot{Y}_3 \dot{Y}_4 (\dot{Y}_1 + \dot{Y}_2 + \dot{Y}_6) = 0.$$

В практической схеме (рис. 11-12, б) четыре плеча $\dot{Y}_1 - \dot{Y}_4$ представляют собой постоянные проводимости; \dot{Y}_5 — образцовое настраиваемое плечо с параметрами $R_{\text{обр}}$, $L_{\text{обр}}$ и $C_{\text{обр}}$. Плечо \dot{Y}_6 с проводимостью ωC_6 вместе с образцовым плечом служит для настройки моста. К образцовому

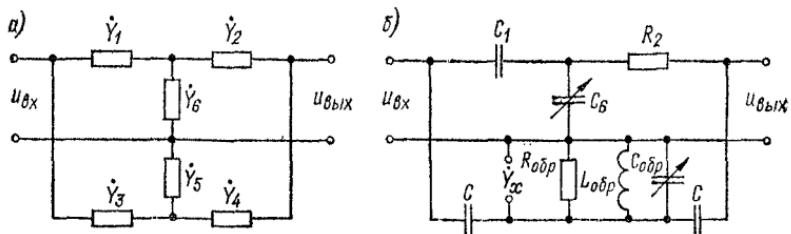


Рис. 11-12. Схемы двойного Т-образного моста

плечу подключают исследуемый двухполюсник \dot{Y}_x . Измерение выполняют методом замещения. Сначала уравновешивают мост без измеряемого двухполюсника и получают условия равновесия в следующем виде:

$$\frac{1}{R_{\text{обр}}} = R_2 \omega^2 C^2 [1 + (C'_6/C_1)] \quad \text{и} \quad \frac{1}{\omega L_{\text{обр}}} = \omega [2C + C_{\text{обр}}' + (C^2/C_1)].$$

Затем включают измеряемый двухполюсник и с помощью конденсаторов $C_{\text{обр}}$ и C_6 вновь приводят мост в равновесие. Теперь условия равновесия запишутся так:

$$\frac{1}{R_{\text{обр}}} + G_x = R_2 \omega^2 C^2 [1 + (C''_6/C_1)] \quad \text{и}$$

$$\frac{1}{\omega L_{\text{обр}}} - B_x = \omega [2C + C''_{\text{обр}} + (C^2/C_1)].$$

Составляющие проводимостей измеряемого двухполюсника определяют как разность двух измерений:

$$G_x = R_2 \omega^2 C^2 (C''_6 - C'_6)/C_1; \quad B_x = \omega (C'_{\text{обр}} - C''_{\text{обр}}).$$

Влияние паразитных параметров исключается, и погрешность измерения определяется точностью градуировки шкал генератора и конденсаторов — образцового и ше-

стого плеча, а также точностью номиналов элементов, входящих в плечи моста.

Трансформаторные мосты. Во многих приборах для измерения емкостей конденсаторов и паразитных емкостей различных элементов, а также проводимостей резисторов используют трансформаторные мосты (рис. 11-13). Мост состоит из двух трансформаторов — трансформатора напряжения T_{p_H} и трансформатора тока T_{p_T} , образцового двухполюсника с комплексным сопротивлением $\dot{Z}_{\text{обр}}$, генератора Γ и индикатора I . Вторичные обмотки трансформатора напряжения с числами витков n_1 и n_2 включены согласно; первичные обмотки трансформатора тока с числами витков n_3 и n_4 включены встречно. Средние точки обмоток трансформаторов соединены между собой.

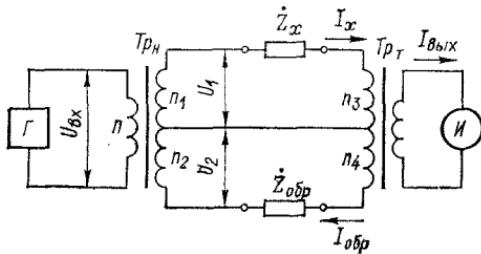


Рис. 11-13. Схема трансформаторного моста

Трансформаторы выполнены с сильной связью между обмотками, и отношение напряжений и токов в них определяется отношением числа витков соответствующих обмоток. Равновесие моста, когда выходное напряжение равно нулю, устанавливается при условии

$$I_x n_3 = I_{\text{обр}} n_4, \quad (11-8)$$

где

$$I_x = \dot{U}_1 / \dot{Z}_x = \dot{U}_{\text{вх}} (n_1/n) (1/\dot{Z}_x);$$

$$I_{\text{обр}} = \dot{U}_2 / \dot{Z}_{\text{обр}} = \dot{U}_{\text{вх}} (n_2/n) (1/\dot{Z}_{\text{обр}}).$$

Подставив эти выражения в формулу (11-8) и решив полученные равенства относительно \dot{Z}_x , получаем

$$\dot{Z}_x = \dot{Z}_{\text{обр}} (n_2/n) (n_3/n_4).$$

При данном образцовом сопротивлении $\dot{Z}_{\text{обр}}$ равновесие моста достигается изменением числа витков в обмотках трансформаторов, для чего имеются отводы в обмотке n_1 от 1, 10, 100 и 1000-го витков, а в обмотке n_2 — 10 отво-

дов через один виток. Такое число отводов позволяет осуществлять уравновешивание моста в больших пределах изменения сопротивлений Z_x и $Z_{\text{обр}}$.

Понятие об автоматических мостах. Для убыстрения процесса измерения параметров элементов цепей с сосредоточенными постоянными и для повышения точности измерений разработаны и широко используются автоматические мосты с цифровым отсчетом результата измерения в соответствующих единицах измеряемой величины.

Уравновешивание моста постоянного тока осуществляется переключением резисторов в плечах с помощью электронных ключей. Сигналы управления переключателями фор-

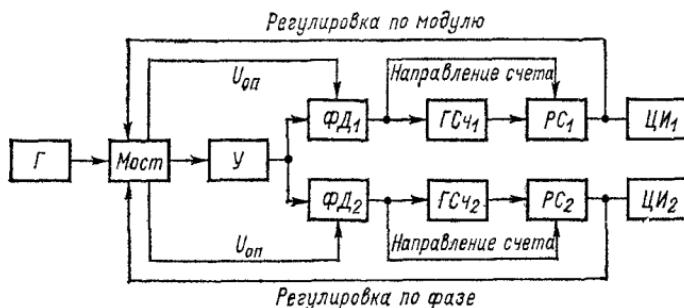


Рис. 11-14. Схема автоматического моста переменного тока с цифровой индикацией по модулю и фазе

мируются из напряжения разбаланса моста. При достижении равновесия моста состояние электронных ключей соответствует в некотором коде значению измеренного сопротивления. Этот код преобразуется в единично-десятичный, который используется для управления цифровым индикатором.

Уравновешивание моста переменного тока достигается регулировкой двух органов. Сигналы управления формируются из напряжения разбаланса двумя фазовыми детекторами, знаки выходных сигналов которых определяют направления изменения регулировок. Реализация процесса уравновешивания зависит от схемы моста. В мостах, плечи которых состоят из двухполюсников, регулируются сопротивления, а в трансформаторных мостах — число витков. Одна из возможных структурных схем автоматического моста переменного тока приведена на рис. 11-14.

Автоматическая регулировка осуществляется реверсивными счетчиками РС, управляемыми генераторами счетных импульсов ГСЧ, частота которых изменяется пропорцио-

нально напряжению разбаланса, которое получается на выходах двух фазочувствительных детекторов $\Phi\Delta$. Направление счета определяется знаком напряжения разбаланса. По мере приближения к состоянию равновесия напряжение разбаланса уменьшается, частота генераторов импульсов уменьшается и скорость уравновешивания замедляется. Процесс уравновешивания прекращается, когда напряжение разбаланса уменьшается до значения, соответствующего отклонению регулирующего органа от состояния равновесия на 0,5 единицы младшего разряда цифрового индикатора $ЦИ$. Результат измерения представляет собой число импульсов, прошедших через реверсивные счетчики за время уравновешивания моста. Мост питается напряжением генератора Γ ; для повышения чувствительности напряжение разбаланса усиливается усилителем $У$. Время измерения составляет 0,03—2 с; погрешность 0,1—0,2 %.

11-4. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД

Принцип резонансного метода заключается в определении резонансной частоты колебательного контура, состоящего из образцового и измеряемого элементов. Значение измеряемого параметра вычисляется из формулы

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

На основе резонансного метода разработаны и выпускаются приборы для измерения параметров элементов схем в диапазоне рабочих частот от 1 кГц до 300 МГц. К удобным и распространенным приборам относятся измерители добротности и измерители индуктивности и емкости с двумя генераторами.

Измерители добротности. Любой измеритель добротности (рис. 11-15) состоит из генератора высокой частоты Γ , измерительного контура и индикатора резонанса — электронного вольтметра Q . Генератор позволяет устанавливать нужное значение частоты по шкале. Измерительный контур образуется исследуемой L_x или вспомогательной (образцовой) катушкой и образцовым конденсатором $C_{обр}$ с градуированной шкалой. В измерительный контур через делитель напряжения вводят последовательно небольшую известную часть U_1 выходного напряжения генератора U_Γ . На образцовом конденсаторе возникает напряжение U_2 ; отношение этих напряжений

$$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{1}{1 - \omega^2 L_x C_{обр} + i\omega C_{обр} R_x}. \quad (11-9)$$

В момент резонанса $\omega^2 L_x C_{\text{обр}} = 1$ и отношение (11-9) достигает максимума:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\text{макс}} = \frac{1}{\omega C_{\text{обр}} R_x} = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q_x.$$

Таким образом, если входное напряжение U_1 поддерживать во время измерений постоянным, то шкалу индикатора резонанса можно градуировать непосредственно в единицах добротности Q . Поэтому измерители добротности часто называют куметрами. Применяя куметр для измерения добротности, путем вычислений можно определить индуктивность, емкость, сопротивление потерь, полные сопротивления двухполюсников, затухание и волновое сопротивление коаксиального кабеля и некоторые другие параметры. При измерении отсчет производят только в момент резонанса. На шкалах куметра получают связанные друг с другом значения f — частоты генератора, $C_{\text{обр}}$ — емкости образцового конденсатора и Q — добротности.

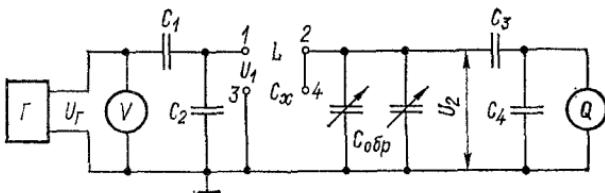


Рис. 11-15. Схема измерителя добротности

Измерение индуктивности катушки. Катушку с индуктивностью L_x и сопротивлением потерь R_x присоединяют к зажимам 1, 2 (рис. 11-15). Изменением частоты генератора и емкости образцового конденсатора добиваются резонанса и считывают показания Q_d и $C_{\text{обр}}$. Полученное значение добротности здесь действующее, так как эквивалентная схема катушки соответствует рис. 11-3, б. Затем вычисляют реактивное сопротивление, индуктивность и сопротивление потерь:

$$X = \frac{1}{2\pi f C_{\text{обр}}} = 2\pi f L_d; \quad L_d = \frac{X}{2\pi f} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_{\text{обр}}}; \quad R_d = X/Q_d.$$

Для определения истинных значений L , R_L и Q удобно пользоваться следующими формулами, вытекающими из формул (11-1) и (11-2):

$$L = L_d \frac{C_{\text{обр}}}{C_{\text{обр}} + C_L}; \quad R_L = R_d \left(\frac{C_{\text{обр}}}{C_{\text{обр}} + C_L} \right)^2; \quad Q = Q_d \frac{C_{\text{обр}} + C_L}{C_{\text{обр}}}.$$

Измерение собственной емкости катушки индуктивности. Для измерения C_L используют схему рис. 11-15. Измерительный контур настраивают в резонанс дважды на частоте f_1 при максимальном значении емкости образцового конденсатора $C_{обр1}$ и на частоте $f_2 > f_1$ при $C_{обр2} < C_{обр1}$. Запишем условия резонанса при этих настройках:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{обр1} + C_L)}} \text{ и } f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{обр2} + C_L)}}.$$

Разделим равенство для f_2 на f_1 , возведем результат во вторую степень и решим полученное уравнение относительно C_L , предварительно положив $f_2 = nf_1$:

$$C_L = \frac{C_{обр1} - n^2 C_{обр2}}{n^2 - 1}; \text{ при } n = 2 \quad C_L = \frac{C_{обр1} - 4C_{обр2}}{3}.$$

Измерение емкости конденсатора. Схема измерительного контура остается прежней (рис. 11-15), но вместо измеряемой катушки включают любую вспомогательную катушку. Если значение измеряемой емкости не выходит за пределы перекрытия емкости образцовым конденсатором, то, установив $C_{обр1}$ вблизи максимального значения, изменив частоту генератора, настраивают контур в резонанс. Записывают точный отсчет по шкале $C_{обр1}$. Затем параллельно образцовому конденсатору (к зажимам 3, 4) подключают измеряемый C_x и, не меняя частоты генератора, настраивают контур в резонанс изменением емкости образцового конденсатора. Записывают значение $C_{обр2}$. Очевидно, что при вторичной настройке неизвестная емкость замещена изменением емкости образцового конденсатора, поэтому

$$C_x = C_{обр1} - C_{обр2}.$$

Если емкость измеряемого конденсатора больше максимальной емкости образцового, то измеряемый конденсатор включают последовательно с вспомогательной катушкой индуктивности; контур настраивают в резонанс изменением частоты генератора при максимальном значении $C_{обр1}$. Затем измеряемый конденсатор отключают и вновь настраивают контур образцовым конденсатором на ту же частоту f ; записывают значение $C_{обр2}$. Измеряемая емкость

$$C_x = \frac{C_{обр1}C_{обр2}}{C_{обр1} - C_{обр2}}.$$

Измерение параметров двухполюсников. Любой двухполюсник можно представить одной из эквивалентных схем,

приведенных на рис. 11-16. Последовательные двухполюсники (рис. 11-16, а, б, в) соответствуют малым сопротивлениям, т. е. большим емкостям и малым индуктивностям и малым активным сопротивлениям; параллельные (рис. 11-16, г, д, е) — малым емкостям и большим индуктивностям и сопротивлениям. Последовательные двухполюсники подключают последовательно с вспомогательной катушкой индуктивности (см. рис. 11-15), параллельные — к зажимам 3, 4 параллельно образцовому конденсатору.

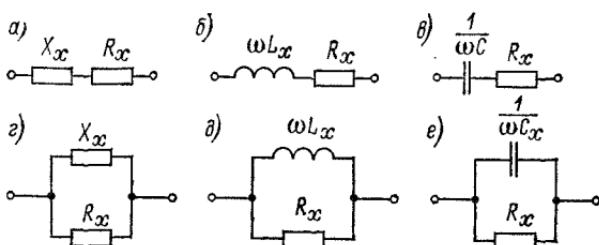


Рис. 11-16. Эквивалентные схемы двухполюсников

Измерение выполняют в таком порядке. Предположим, что двухполюсник последовательный и соответствует схеме рис. 11-16, б. Сначала настраивают измерительный контур с вспомогательной катушкой L и R на частоту f и записывают значения

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R} \text{ и } C_{\text{обр}1} = \frac{1}{\omega^2 L}. \quad (11-10)$$

Затем включают двухполюсник последовательно с катушкой и восстанавливают настройку контура образцовым конденсатором, при этом получают новые значения

$$Q_2 = \frac{\omega(L + L_x)}{R + R_x} \text{ и } C_{\text{обр}2} = \frac{1}{\omega^2(L + L_x)}.$$

Подставляя сюда выражения для L и R из формул (11-10), определяют искомые величины

$$X_x = \frac{C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2}}{\omega C_{\text{обр}1} C_{\text{обр}2}}; \quad L_x = \frac{C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2}}{\omega^2 C_{\text{обр}1} C_{\text{обр}2}};$$

$$Q_x = \frac{Q_1 Q_2 (C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2})}{Q_1 C_{\text{обр}1} - Q_2 C_{\text{обр}2}}; \quad R_x = \frac{Q_1 C_{\text{обр}1} - Q_2 C_{\text{обр}2}}{\omega Q_1 Q_2 C_{\text{обр}1} C_{\text{обр}2}}.$$

Если окажется, что $C_{\text{обр}2} > C_{\text{обр}1}$, то X_x меняет знак, что означает соответствие двухполюсника схеме, приве-

денной на рис. 11-16, в; тогда

$$C_x = \frac{C_{\text{обр}1} C_{\text{обр}2}}{C_{\text{обр}2} - C_{\text{обр}1}} \quad \text{и} \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{Q_1 C_{\text{обр}1} - Q_2 C_{\text{обр}2}}{Q_1 Q_2 (C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2})}.$$

Если предположить, что двухполюсник параллельный и соответствует рисунку 11-16, д, то, аналогично, сначала измерительный контур настраивают на частоту f и получают значения Q_1 и $C_{\text{обр}1}$, затем включают двухполюсник в зажимы 3, 4, т. е. параллельно образцовому конденсатору, и восстанавливают настройку. Получают значения Q_2 и $C_{\text{обр}2}$. Искомые величины определят так:

$$X_x = \frac{1}{\omega (C_{\text{обр}2} - C_{\text{обр}1})}; \quad L_x = \frac{1}{\omega^2 (C_{\text{обр}2} - C_{\text{обр}1})};$$

$$Q_x = \frac{C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2}}{C_{\text{обр}1}} \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}; \quad R_x = \frac{Q_1 Q_2}{\omega C_{\text{обр}1} (Q_1 - Q_2)}.$$

Если $C_{\text{обр}1} > C_{\text{обр}2}$, то двухполюсник соответствует схеме рис. 11-16, е. Тогда

$$C_x = C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2};$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{C_{\text{обр}1}}{C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2}} \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}.$$

Предположение о последовательном или параллельном соединении элементов двухполюсника подтверждается возможностью настройки измерительного контура при соответствующем включении двухполюсника.

Погрешность измерения с помощью куметра определяется нестабильностью и погрешностью установки частоты генератора, непостоянством его выходного напряжения, погрешностью градуировки шкал образцовых конденсаторов и вольтметров, а также неточностью настройки в резонанс. Погрешность измерения Q_x , L_x , R_x составляет 5–6 %, C_x — 2–3 %. Для повышения точности измерения индуктивности и емкости резонансным методом его сочетают с методами замещения и биений.

11-5. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Цифровой куметр. Принцип цифрового куметра основан на измерении числа периодов затухающих колебаний в контуре ударного возбуждения. Известно, что огибающая свободных колебаний имеет вид экспоненты:

$$U = U_1 e^{-\alpha t} = U_1 e^{-\omega t/(2Q)}, \quad (11-11)$$

где $\omega = 2\pi f$; f — частота свободных колебаний; t — длительность наблюдений.

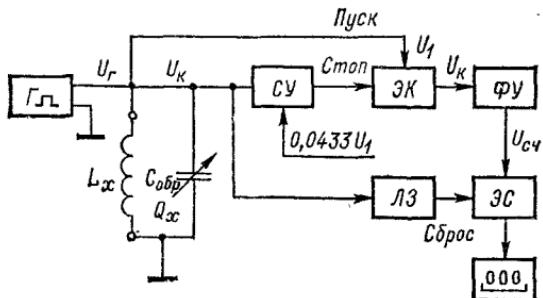


Рис. 11-17. Структурная схема цифрового куметра

Цикл наблюдения следует ограничить интервалом времени, равным произведению периода и числа периодов; тогда $t = NT$ и формула (11-11) примет вид

$$U = U_1 e^{-2\pi f NT / (2Q)}.$$

Положив $N = Q$, получаем

$$U = U_1 e^{-\pi} = 0,0433U_1.$$

Отсюда следует, что если сосчитать число колебаний от первого с амплитудой U_1 до N -го с амплитудой $0,0433U_1$,

то показание счетчика будет соответствовать добротности измеряемого контура.

Одна из возможных структурных схем цифрового измерителя добротности представлена на рис. 11-17. Напряжение генератора импульсов с большой скважностью заряжает конденсатор $C_{обр}$ до напряжения U_1 , которым открывается электронный ключ $\mathcal{E}K$. Одновременно в контуре $L_x C_{обр}$ возникают свободные затухающие колебания, которые проходят через сравнивающее устройство $СУ$ и электронный счетчик $\mathcal{E}C$ до тех пор, пока амплитуда очередного коле-

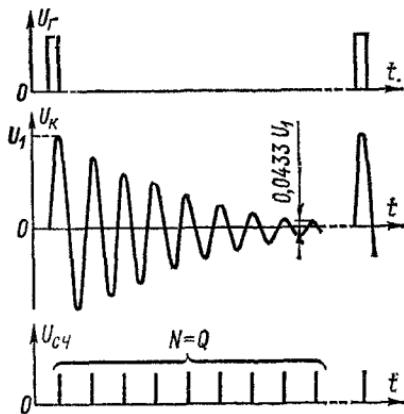


Рис. 11-18. Диаграмма напряжений в узлах цифрового куметра

устройство $СУ$ и электронный счетчик $\mathcal{E}C$ до тех пор, пока амплитуда очередного коле-

бания не уменьшится до значения, равного $0,0433U_1$. В этот момент сравнивающее устройство CY закрывает электронный ключ и счет прекращается. Для четкой работы счетчика затухающие колебания с помощью формирующего устройства ΦU преобразуются в последовательность счетных импульсов $U_{\text{сч}}$ (рис. 11-18). Показание индикатора счетчика сбрасывается через интервал времени задержки $t_s > NT$, определяемый линией задержки LZ .

Погрешность цифрового куметра зависит в основном от чувствительности электронного ключа и точности порога срабатывания устройства CY , и потому она, по крайней мере, на порядок меньше, чем у резонансных.

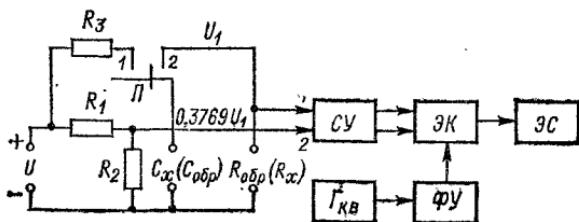


Рис. 11-19. Структурная схема цифрового измерителя сопротивлений и емкостей

Цифровой измеритель R и C . Здесь сопротивление резистора и емкость конденсатора преобразуются в пропорциональный интервал времени, длительность которого измеряется по числу заполняющих его высокостабильных импульсов.

Разряд конденсатора через резистор протекает в соответствии с выражением

$$U = U_1 e^{-t/(RC)}.$$

Через интервал времени $T = RC$ напряжение принимает значение $U = U_1 e^{-1} = 0,3769U_1$. Следовательно, если измерить интервал времени T , в течение которого значение напряжения U_1 уменьшается до $0,3769U_1$, то задача будет решена. Эта идея реализована в приборе (рис. 11-19), который работает следующим образом.

Источник постоянного напряжения U_1 при положении 1 переключателя P заряжает конденсатор C_x через ограничивающий резистор R_3 до напряжения U_1 . При перебросе переключателя в положение 2 напряжение U_1 поступает на вход 1 сравнивающего устройства CY , на выходе которого появляется импульс, открывающий электронный ключ

$\mathcal{ЭК}$; через последний проходят на электронный счетчик $\mathcal{ЭС}$ импульсы, сформированные из напряжения высокочастотного генератора с кварцевой стабилизацией $\Gamma_{\text{кв}}$. Одновременно начинается разряд конденсатора C_x через резистор R . На вход 2 сравнивающего устройства через делитель напряжения $R_1 - R_2$ всегда поступает напряжение, равное $0,3769U_1$, поэтому, когда напряжение на входе 1 становится равным напряжению на входе 2, в сравнивающем устройстве вырабатывается импульс, закрывающий электронный ключ, и счет импульсов прекращается. Если в счетчике зафиксировано N импульсов, то очевидно, что $RC = NT_r = N/f_r$, где f_r — частота генератора с кварцевой стабилизацией. Отсюда

$$R_x = \frac{N}{f_r C_{\text{обр}}} \quad \text{или} \quad C_x = \frac{N}{f_r R_{\text{обр}}}.$$

Знаменатели здесь постоянные, и искомые значения прямо пропорциональны показаниям индикатора счетчика N .

11-6. ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Многие радиотехнические устройства можно представить в виде избирательного четырехполюсника с коэффициентом передачи $K(f)$, зависящим от частоты. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $U_{\text{вых}} = F(f)$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ дает полное представление о полосе пропускания, неравномерности коэффициента передачи и других свойствах четырехполюсника.

Для наблюдения формы АЧХ применяются панорамные измерители, состоящие из генератора кachaющейся частоты (свип-генератора) и осциллографического индикатора. Принцип работы измерителя АЧХ легко понять с помощью простейшей схемы (рис. 11-20, а). Генератор развертки $ГР$ вырабатывает линейно изменяющееся во времени напряжение u_p (рис. 11-20, б), воздействующее одновременно на пластины горизонтального отклонения электронно-лучевой трубы и — через частотный модулятор $ЧМ$ — на генератор кachaющейся частоты $ГКЧ$. Частота последнего изменяется по линейному закону (рис. 11-20, в). Напряжение $ГКЧ$ поступает на вход исследуемого четырехполюсника $ИЧ$, выходное напряжение которого оказывается зависящим от мгновенной частоты генератора $ГКЧ$. После детектирования и усиления это напряжение поступает на вертикально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубы и на ее экране появляется осциллограмма, представляющая АЧХ (рис. 11-20, г).

Для калибровки горизонтальной оси (оси частот) предусмотрен генератор меток $ГМ$, напряжение линейного спектра которого поступает на смеситель $См$. Туда же подается напряжение качающейся частоты, в результате чего на выходе смесителя образуются биения частотой $F_б = f_{ГКЧ} - f_{ГМ}$, напряжение которых после узкополосного низкочастотного усилителя $УНЧ$ поступает на модулятор трубы — в канал Z . В моменты времени, когда одна из частот линейного спектра совпадает с мгновенной частотой $ГКЧ$, на осциллограмме получается всплеск, положение которого на горизонтальной оси частот соответствует частоте меток, которая известна.

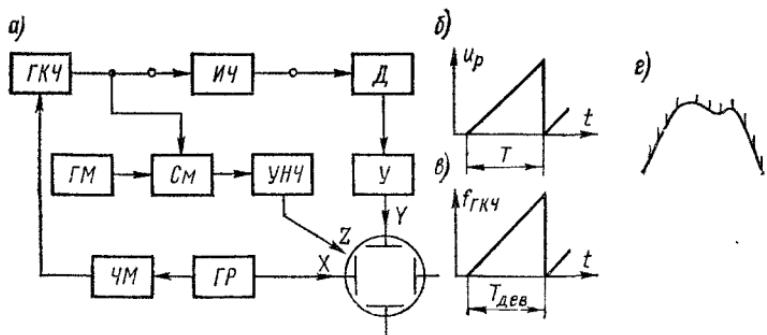


Рис. 11-20. Измерение амплитудно-частотных характеристик

Длительность одного цикла девиации частоты $T_{\text{дев}}$ (рис. 11-20, *в*) определяется полосой пропускания $2\Delta f$ исследуемого четырехполюсника:

$$T_{\text{дев}} = k \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}}{(2\Delta f)^2},$$

где $k \geq 10$.

Промышленность выпускает несколько типов панорамных измерителей АЧХ, работающих в диапазоне от 20 Гц до 1,5 ГГц. Применение таких полуавтоматических приборов чрезвычайно упрощает настройку и исследование четырехполюсников (усилителей, фильтров и др.) и значительно повышает производительность труда настройщиков в цехах и исследователей в лабораториях. Некоторые измерители АЧХ комплектуются двухкоординатным самопишущим потенциометром, с помощью которого АЧХ записывается на диаграммной бумаге.

11-7. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

В связи с развитием микроэлектроники широко применяются интегральные схемы, представляющие собой комбинацию (сочетание) резисторов, конденсаторов и полупроводниковых приборов. Такие узлы выполняются на основе интегральной технологии и являются неделимыми структурными устройствами, выполняющими различные функции. С точки зрения монтажа интегральная схема является элементом радиотехнической цепи, а с точки зрения назначения — законченным функциональным узлом (усилитель, триггер, умножитель частоты, логическая схема и т. д.). Интегральные схемы ИС характеризуются многими параметрами, которые необходимо измерять для определения работоспособности ИС в условиях ремонта и настройки радиоаппаратуры. Такие измерения (испытания) выполняются с помощью выпускаемых промышленностью испытателей ИС.

Параметры ИС отличаются большими интервалами значений, поэтому испытатель состоит из нескольких измерительных схем, которые коммутируются с выходным прибором (индикатором) при измерении того или другого параметра. Испытатель снабжен сменными многоkontakteчными адаптерами, с помощью которых включаются ИС с разными корпусами и разным числом выводов.

ИС работают при весьма малых токах (десятье доли микроампера), и перегрузка их цепей недопустима. Поэтому измерение большинства параметров производится при автоматической балансировке измеряемой ИС. Балансировка осуществляется с помощью вспомогательного усилителя, создающего отрицательную обратную связь между выходом и входом измеряемой ИС. При автоматической балансировке измеряются следующие параметры: входные токи и их разности, а также потребляемые токи — по падению напряжения на вспомогательных резисторах; смещение на входе ИС — при нуле напряжения на втором входе ИС. Коэффициент усиления определяется на частоте 1 кГц путем измерения детектированного выходного сигнала и сравнения его с входным сигналом, получаемым от измерительного генератора.

Без автоматической балансировки измеряются входные и выходные напряжения и напряжение питания; для этого предусмотрено выключение вспомогательного усилителя обратной связи.

Для массовых измерений и автоматической разбраковки

в условиях производства ИС применяется измеритель временных параметров, представляющий собой сложную измерительную установку, обеспечивающую по заданной программе подачу напряжений питания, напряжений статических состояний и тест-импульсов, коммутацию выводов проверяемой ИС, преобразование измеряемых временных параметров в код, сравнение этих параметров с заданными допустимыми значениями, визуальную и цифровую индикацию результатов измерения, и классификацию по трем группам — «Группа А», «Группа Б» и «Не годен». Кроме этого, на выходе измерителя предусмотрен сигнал управления внешним автогрузочным устройством.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

12-1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Источник сверхвысокочастотной мощности соединен с нагрузкой (потребителем) линией передачи, по которой распространяется электромагнитная энергия. Широкое распространение получили двухпроводные (воздушные), коаксиальные, волноводные и полосковые линии передачи. Все линии передачи независимо от их конструкции являются цепями с определенными параметрами и характеризуются индуктивностью L_1 , емкостью C_1 , сопротивлением R_1 и проводимостью G_1 на единицу длины.

Короткие отрезки линий с хорошим приближением можно считать линиями без потерь, и тогда их удобно характеризовать волновым сопротивлением $\rho = \sqrt{L_1/C_1}$ и коэффициентом фазы (волновым числом) $\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} = \omega/v = 2\pi f/v = 2\pi/\lambda$.

Значение волнового сопротивления линии передачи определяется только ее конструкцией и не зависит от протяженности линии. В табл. 12-1 приведены некоторые сведения о распространенных конструкциях линий передачи энергии, о типах волн, в них распространяющихся, структуре электрического поля и волновом сопротивлении. Напомним терминологию, относящуюся к параметрам среды, использованную в таблице, и соответствующие обозначе-

Таблица 12-1

Линия передачи				
Мгновенная картина электрического поля				
Волновое сопротивление линии	$276 \lg \frac{2r}{d}$	$138\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \lg \frac{D}{d}$	$120\pi \frac{\lambda_b}{\lambda}$	$120\pi \frac{\lambda}{\lambda_b}$

ния: μ_a — абсолютная магнитная проницаемость среды; $\mu_0 = 0,4\pi$ мГн/м = 1,256632 мГн/м — абсолютная магнитная проницаемость вакуума; $\mu = \mu_a/\mu_0$ — относительная магнитная проницаемость; ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $\epsilon_0 = 1/36\pi$ нФ/м = 8,85416 пФ/м — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума; $\epsilon = \epsilon_a/\epsilon_0$ — относительная диэлектрическая проницаемость. В таблице использованы понятия длины волны в свободном пространстве $\lambda = c/f$ и длины волны в волноводе

$$\lambda_b = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{kp})^2}}, \quad (12-1)$$

где λ_{kp} — критическая длина волны волновода.

В практических конструкциях линий передач значение волнового сопротивления заключено в следующих пределах: в двухпроводных воздушных линиях 400—600 Ом; в коаксиальных 50 и 75 Ом; в волноводных 300—600 Ом; в полосковых симметричных 30—100 Ом, несимметричных — 20—75 Ом. Волновое сопротивление свободного пространства определяется формулой $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi \approx 377$ Ом.

Режимы работы линии передачи. Линия передачи конечной длины, нагруженная на сопротивление Z_n , характеризуется коэффициентами отражения Γ , стоячей волны k_c (КСВ) или бегущей волны k_b (КБВ). Эти понятия вытекают из представления процесса распространения энергии от

генератора к нагрузке в виде двух бегущих волн напряжения, движущихся в противоположных направлениях с одинаковой скоростью. Волну, движущуюся от генератора к нагрузке, называют падающей (U_p), волну, движущуюся от нагрузки к генератору, — отраженной (U_o).

Коэффициент отражения характеризует степень согласования линии с нагрузкой и имеет вид

$$\Gamma = \left| \frac{U_o}{U_p} \right| e^{j\theta}, \quad (12-2)$$

где $\theta = 2\beta l_0$; l_0 — расстояние от сечения линии, где включена нагрузка, до первого минимума напряжения в сечении линии по направлению к генератору; θ — фазовый сдвиг между напряжениями падающей и отраженной волн.

Вследствие противоположных направлений распространения падающей и отраженной волн и изменения фазового сдвига между ними вдоль линии устанавливается некоторое рас-

пределение напряжения (тока), амплитуды которого U_{\max} , а минимальные значения 0 или U_{\min} . Коэффициент стоячей волны напряжения $k_c = U_{\max}/U_{\min}$; коэффициент бегущей волны напряжения $k_b = U_{\min}/U_{\max} = 1/k_c$. В зависимости от характера и значения нагрузки в линии устанавливается один из трех режимов: бегущей волны, стоячей волны и смешанных волн. Здесь и дальше полагаем, что в начале линии включен генератор синусоидального напряжения с выходным сопротивлением Z_g , равным волновому сопротивлению линии ρ .

Режим бегущей волны устанавливается при нагрузке линии активным сопротивлением, равным ее волновому: $Z_n = R_n = \rho$, т. е. когда осуществлено полное согласование. В этом режиме по линии распространяется поток энергии падающей волны, поглощаемый нагрузкой; отраженной волны нет. Напряжение и ток во всех сечениях линии изменяются по синусоидальному закону, и их амплитуды вдоль линии одинаковы (рис. 12-1). В режиме бегущей волны $\Gamma = 0$; $k_c = k_b = 1$.

Режим стоячей волны устанавливается при коротком замыкании линии ($Z_n = 0$), при разомкнутой линии ($Z_n = \infty$).

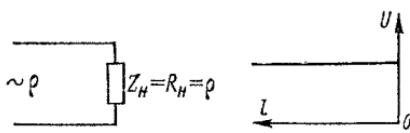


Рис. 12-1. Распределение напряжения вдоль линии передачи в режиме бегущей волны

$= \infty$) и при нагрузке линии реактивным сопротивлением X_L или X_C .

При коротком замыкании линии (рис. 12-2, а) амплитуда отраженной волны напряжения равна амплитуде падающей, а фаза отраженной волны противоположна фазе падающей, вследствие чего напряжение и ток в любом сечении линии различны и принимают значения от нуля (узел напряжения), до некоторого максимума (пучность напряжения). В месте короткого замыкания образуется

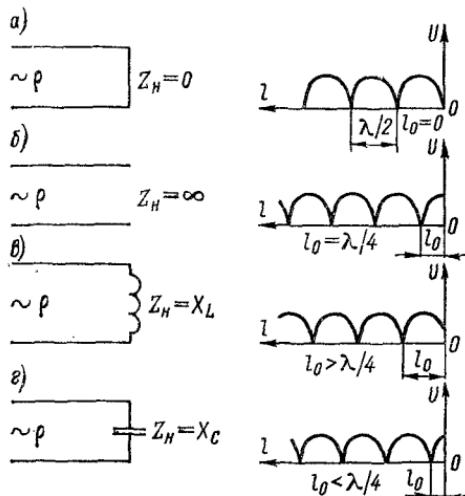


Рис. 12-2. Распределение напряжения в линии передачи в режиме стоячей волны

первый узел напряжения; затем узлы повторяются по длине линии в направлении к генератору через расстояния $l = \lambda/2$. Первая пучность возникает в сечении $l = \lambda/4$ и повторяется через $l = \lambda/2$. При разомкнутой линии (рис. 12-2, б) картина аналогична предыдущей, с тем отличием, что в конце линии образуется пучность напряжения, а первый узел возникает в сечении $l_0 = \lambda/4$.

Если линия нагружена чисто реактивным сопротивлением, то при индуктивной нагрузке первый узел напряжения устанавливается на расстоянии $l_0 > \lambda/4$ от места включения нагрузки, а при емкостной — на расстоянии $l_0 < \lambda/4$ (рис. 12-2 в, г). В режиме стоячей волны $\Gamma = 1$; $k_b = 0$; $k_c = \infty$.

Режим смешанных волн устанавливается при нагрузке линии активным сопротивлением, не равным волновому

сопротивлению линии, или произвольным комплексным сопротивлением. В этом режиме амплитуды падающей волны больше амплитуды отраженной, энергия переносится в сторону нагрузки и часть энергии в ней поглощается. В линии устанавливается распределение напряжения, показанное на рис. 12-3 для различных нагрузок. Расстоя-

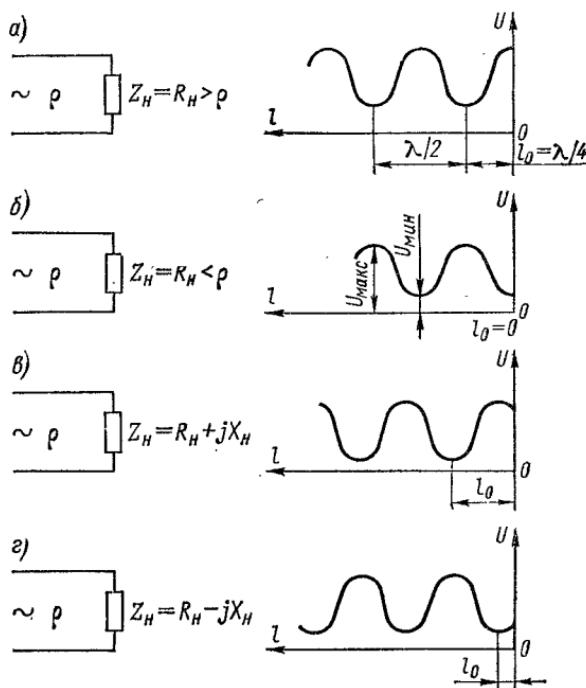


Рис. 12-3. Распределение напряжения вдоль линии передачи в режиме смешанных волн

ние l_0 от нагрузки до первого минимума напряжения в этом режиме зависит от характера и значения нагрузки. В режиме смешанных волн коэффициент отражения и коэффициенты стоячей и бегущей волн могут принимать любые значения в следующих пределах: $0 < \Gamma < 1$; $\infty > k_c > 1$; $1 > k_b > 0$.

Коэффициент отражения удобно выразить через волновое сопротивление линии и сопротивление нагрузки:

$$\Gamma = \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho}. \quad (12-3)$$

Модуль коэффициента отражения и коэффициенты стоячей и бегущей волн связаны между собой соотношениями

$$|\Gamma| = \frac{k_c - 1}{k_c + 1} = \frac{1 - k_b}{1 + k_b}; \quad k_c = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}; \quad k_b = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}. \quad (12-4)$$

Из рассмотрения рис. 12-1, 12-2 и 12-3 следует, что по виду распределения напряжения вдоль линии можно определить характер полного сопротивления нагрузки Z_n и вычислить его значение из следующей формулы:

$$Z_n = R_n + jX_n = \rho \frac{k_c - 0,5j(k_c^2 - 1) \sin 2\beta l_0}{k_c^2 \cos^2 \beta l_0 + \sin^2 \beta l_0}. \quad (12-5)$$

Подставляя вместо коэффициента стоячей волны коэффициент бегущей волны, получим

$$Z_n = \rho \frac{2k_b - j(1 - k_b^2) \sin 2\beta l_0}{1 + k_b^2 + (1 - k_b^2) \cos 2\beta l_0}. \quad (12-5a)$$

Выражения (12-5) и (12-5а) равнозначны по точности результатов и трудоемкости вычислений. Часто пользуются нормированным значением сопротивления нагрузки

$$\frac{Z_n}{\rho} = \frac{R_n}{\rho} + \frac{X_n}{\rho}. \quad (12-6)$$

Необходимые для вычисления сопротивлений значения коэффициентов k_c или k_b и расстояние l_0 определяют по графикам распределения напряжения вдоль линии, аналогичным приведенным на рис. 12-2, 12-3. Данные для построения графиков получают в конкретной установке с помощью разработанной для этой цели измерительной линии.

12-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

Измерительной линией называется устройство для получения картины распределения электрического поля вдоль линии передачи. В зависимости от диапазона частот измерительные линии выполняются коаксиальными, полосковыми и волноводными.

Любая измерительная линия состоит из двух главных частей: основной линии 1 и индикаторной головки 2 (рис. 12-4).

В качестве основной линии используется отрезок соответствующей стандартной линии длиной около трех длин волн рабочего диапазона. На верху линии прорезана узкая продольная щель, вдоль которой перемещается скользящая каретка с индикаторной головкой. Она представляет собой

коаксиальный или волноводный резонатор 3, слабо связанный с основной линией погруженным в нее зондом 5. В резонаторе помещаются кристаллический детектор и поршни 4 для настройки индикаторной головки в резонанс.

Основная линия включается между генератором и линией передачи или перед нагрузкой с помощью соответствующих соединительных элементов — коаксиальных разъемов или волноводных фланцев.

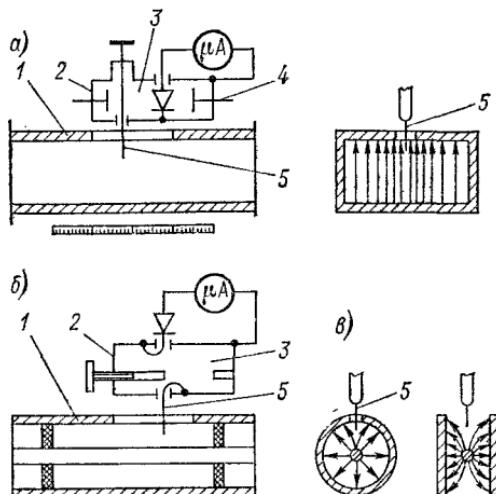


Рис. 12-4. Схемы волноводной (а), коаксиальной (б) измерительных линий и силовые линии электрического поля в коаксиальной и щелевой измерительных линиях (в)

Электрическое поле основной линии наводит в зонде ЭДС, которая возбуждает в резонаторе электромагнитное поле, вызывающее ток в цепи детектора. Значение выпрямленного тока измеряется микроамперметром; оно пропорционально напряженности электрического поля в сечении основной линии, где в данный момент установлен зонд.

Положение зонда на шкале расстояний и значение тока микроамперметра в данной точке позволяют построить график распределения напряженности поля вдоль основной линии. Для повышения чувствительности напряжение генератора СВЧ модулируют низкочастотным меандром, а в качестве индикатора применяют усилитель низкой частоты и цифровой вольтметр.

Коаксиальные линии имеют крупный недостаток — значительное излучение из щели, так как интенсивность

электрического поля одинакова по всему периметру коаксиала. Сузить щель не удается по конструктивным соображениям. В связи с этим получила распространение плоско-параллельная измерительная линия, в которой внешняя труба коаксиала заменена двумя параллельными металлическими пластинами. Из рис. 12-4, в видно, что в месте расположения зонда интенсивность поля мала и излучение небольшое.

Измерительные линии характеризуются диапазоном частот, собственным коэффициентом стоячей волны, погрешностью измерения, волновым сопротивлением, диаметрами проводников для коаксиальных линий и размерами сечения для волноводных.

Главными источниками погрешности являются: непостоянство степени связи зонда с полем при его движении вдоль щели, достигающее 1,5—3 %; неточность отсчета положений зонда по шкале расстояний — от 0,01 до 0,005 мм; наличие отражений в местах соединений тракта с измерительной линией.

С помощью измерительных линий можно измерять коэффициенты стоячей и бегущей волны, полные сопротивления, длину волны в волноводе, потери в длинных линиях и добротности колебательных цепей.

12-3. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ И КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ

Для измерения этих параметров измерительную линию включают между генератором и нагрузкой, ближе к последней. Если на выходе генератора нет аттенюатора, то между генератором и линией включают внешний аттенюатор с достаточным ослаблением. Сначала измерительную линию замыкают накоротко с помощью прилагаемого к ней короткозамыкателя; в линии возникает стоячая волна, и зонд устанавливают в сечении первого узла напряжения вблизи короткозамыкателя.

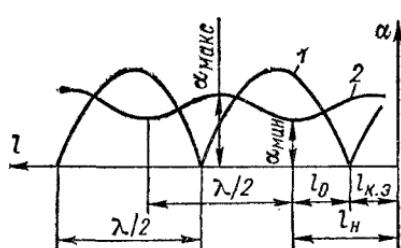


Рис. 12-5. Распределение поля вдоль линии

1 — при коротком замыкании; 2 — при включенной нагрузке

замыкателя. Положение этого зонда фиксируют по отсчетной шкале расстояний и, перемещая зонд в направ-

лении к нагрузке, определяют расстояние $l_{K.Z}$. Затем зонд устанавливают в сечении l_H , и зондом измеряют напряжение в сечении l_D . Для измерения коэффициента отражения зонд устанавливают в сечении $l_{K.Z}$ и измеряют напряжение в сечении l_D .

лении к генератору, отмечают положения следующих узлов, которые отстоят друг от друга на расстоянии, равном $\lambda/2$, как показано на рис. 12-5 (кривая 1). Затем вместо короткозамыкателя включают испытуемую нагрузку и в линии устанавливается режим смешанных волн. Распределение поля вдоль линии имеет максимумы и минимумы конечных значений; минимумы оказываются сдвинутыми относительно узлов при коротком замыкании (кривая 2). Зонд устанавливают в положение минимума, близкого к ранее определенному узлу, и фиксируют по шкале расстояний отсчет l_n . Разностью между этими отсчетами $l_0 = l_n - l_{\min}$ определяется фазовый угол $\theta = -2\beta l_0 = 4\pi l_0 / \lambda$. Передвигая индикаторную головку по направлению к генератору, определяют значения α_{\max} и α_{\min} и строят кривую 2.

Коэффициент стоячей волны при линейной характеристике детектора

$$k_c = \alpha_{\max} / \alpha_{\min},$$

при квадратичной

$$k_c = \sqrt{\alpha_{\max} / \alpha_{\min}}.$$

По формуле (12-4) вычисляют модуль коэффициента отражения и по формуле (12-2) — коэффициент отражения. Если нужно определить только КСВ или только КБВ, линию замыкать накоротко не нужно: достаточно точно измерить значения α_{\max} и α_{\min} .

Следует помнить, что длина волны в выражениях для угла θ и коэффициента Γ является длиной волны распространяющихся вдоль измерительной линии СВЧ-колебаний.

Если измерительная линия коаксиальная, то длина волны соответствует частоте питающего линии генератора, если же линия волноводная, то длина волны в ней определяется по известной формуле (12-1). Заметим попутно, что в коаксиальном кабеле, заполненном диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , фазовая скорость уменьшается по сравнению со скоростью распространения света и длина волны в кабеле λ_k также отличается от длины волны в свободном пространстве λ :

$$\lambda_k = \lambda / \sqrt{\epsilon}.$$

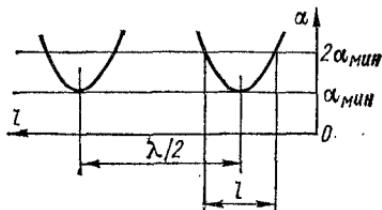


Рис. 12-6. К вычислению больших значений КСВ

При значениях КСВ, больших шести, построить кривую распределения поля затруднительно, так как значения α_{\max} и α_{\min} могут оказаться за пределами шкалы или вблизи нуля соответственно. В подобных случаях КСВ определяют, используя участок кривой напряженности поля вблизи минимума. Для этого строят график вблизи двух соседних минимумов, как показано на рис. 12-6, и определяют длину волны λ и расстояние l между ветвями кривой на уровне удвоенного минимального значения α_{\min} . Коэффициент стоячей волны вычисляется по формуле

$$k_c = \frac{1}{\sin \pi l / \lambda} \sqrt{1 + \sin^2 \frac{\pi l}{\lambda}}.$$

Если $k_c \geq 8$, формула упрощается:

$$k_c \approx \frac{\lambda}{\pi l}.$$

Измерение коэффициента с помощью направленного

отражения можно выполнить ответвителя и циркулятора (рис. 12-7). Энергия от генератора Γ поступает в первое плечо циркулятора и через направленный ответвитель HO — в измеритель мощности IM_1 , где измеряется мощность отвергнутой части падающей волны: $\Delta P_n = P_n \cdot 10^{-C/10}$, где C — переходное ослабление направленного ответвителя (см. § 9-3). Измеряемый объект (полезная нагрузка Z_H) соединен со вторым плечом циркулятора; отраженная от

Рис. 12-7. Структурная схема установки для измерения коэффициента отражения и КСВ с помощью направленного ответвителя и циркулятора

нагрузки энергия поступает на третье плечо, и ее мощность P_o измеряется с помощью измерителя IM_2 . Если последний неточно согласован с третьим плечом циркулятора, то отраженная от измерителя энергия поглотится в согласованной нагрузке четвертого плеча R_H .

Отношение мощностей отраженной и падающей волн равно квадрату модуля коэффициента отражения измеряемой нагрузки Z_H :

$$|\Gamma|^2 = P_o / P_n = P_o / (\Delta P_n \cdot 10^{C/10}). \quad (12-7)$$

Сопоставляя формулы (12-7) и (12-4), легко найти коэффициент стоячей волны:

$$k_c = \frac{1 + \sqrt{P_o / P_n}}{1 - \sqrt{P_o / P_n}}.$$

Автоматический измеритель КСВ. Для убыстрения измерения КСВ, особенно если нужно получить его значения на ряде частот, применяют автоматические измерители КСВ (рис. 12-8). Простейший измеритель состоит из генератора качающейся частоты $ГКЧ$, двух ориентированных на падающую и отраженную волны направленных ответвителей HO_1 и HO_2 и осциллографического индикатора.

Пилообразное напряжение генератора развертки $ГР$ модулирует $ГКЧ$ и одновременно отклоняет луч электронно-лучевой трубы по горизонтали. Таким образом, ось абсцисс на экране трубы является осью частот. Через направленные ответвители энергия СВЧ проходит к нагрузке Z_H .

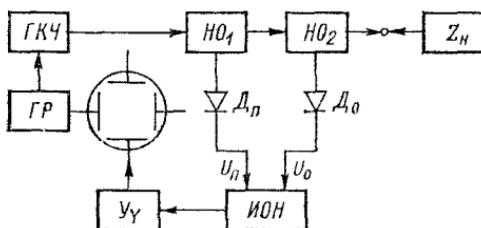


Рис. 12-8. Упрощенная структурная схема автоматического измерителя КСВ

и с их помощью происходит ответвление мощностей, пропорциональным значениям энергии падающей и отраженной волн. После детектирования в двух детекторах \bar{D}_n и \bar{D}_o выпрямленное напряжение поступает в измеритель отношения напряжений $ИОН$. Отношение пропорционально КСВ нагрузки; отклоняя луч по вертикали (выходным напряжением измерителя отношений) и по горизонтали (пропорционально частоте), на экране осциллографического индикатора получаем осциллограмму в виде кривой изменения КСВ в диапазоне качания частоты $ГКЧ$.

Для улучшения точности измерения и повышения чувствительности в измерителе КСВ предусмотрены устройства для автоматической стабилизации выходной мощности $ГКЧ$ и модуляции СВЧ-колебаний.

12-4. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Для измерения полного сопротивления нагрузки с помощью измерительной линии находят длину отрезка l_0 , длину волны λ в линии и коэффициент k_c или k_b , т. е. значения всех величин, необходимых для измерения коэффици-

ента отражения. Затем подставляют найденные значения в формулу (12-5) или (12-5а) и вычисляют $Z_n = R_n + jX_n$.

Круговая диаграмма. Несравненно быстрее и с достаточной точностью можно определить полное сопротивление нагрузки с помощью круговой диаграммы, предложенной независимо друг от друга А. Ф. Вольпертом (СССР) и Ф. Х. Смитом (США).

Теория построения круговой диаграммы излагается в курсе «Основы теории цепей»; здесь дается ее описание и рассматривается применение.

Круговая диаграмма (рис. 12-9) представляет собою две окружности — внешнюю и внутреннюю, внутри которых расположены два семейства ортогональных окружностей, соответствующих геометрическим местам точек нормированных сопротивлений $R/\rho = \text{const}$ и $X/\rho = \text{const}$. Применение нормированных сопротивлений позволяет применять диаграмму для измерения полных сопротивлений, включенных в линии передачи с любым волновым сопротивлением. На внешней окружности по направлению движения часовой стрелки отложены безразмерные значения отношения l_0/λ , пропорциональные фазовому углу, на внутренней окружности те же значения отложены против движения часовой стрелки. Внешней окружностью следует пользоваться в том случае, когда расстояние до первого минимума l_0 отсчитывается по направлению к генератору, внутренней — при отсчете l_0 от генератора по направлению к нагрузке. По вертикальному диаметру отложены значения R/ρ , соответствующие проходящим через них окружностям равных нормированных активных сопротивлений.

В местах пересечения окружностей равных нормированных реактивных сопротивлений с внешней окружностью помещены значения X/ρ : в левой половине диаграммы отрицательные, в правой — положительные. На диаграмме штриховой линией нанесены окружности, проходящие через деления шкалы R/ρ , с центром в точке $R/\rho = 1$. По этим окружностям отсчитываются значения k_b и k_c , так как шкала нормированных активных сопротивлений от 0 до 1 на оси нулевых реактивных сопротивлений одновременно является шкалой k_b , а от 1 до ∞ — шкалой k_c .

Полное сопротивление определяют в следующем порядке. Из графика, полученного с помощью измерительной линии, характеризующего режим измеряемого тракта, определяют длину отрезка l_0 , длину волны λ и коэффициент k_b или k_c ; вычисляют l_0/λ . Центр диаграммы (точка $R/\rho = 1$) соединяют прямой линией (прозрачной лицейкой) с внешней

или внутренней окружностью, в зависимости от перемещения минимума к генератору или к нагрузке относительно положения его при коротком замыкании в точке l_0/λ . На диаграмме отмечают точку пересечения прямой и окружности k_b с двумя ортогональными окружностями R/ρ и X/ρ . Значения R/ρ и X/ρ , соответствующие этому пересечению, после умножения на ρ дают ответ на поставленную задачу, так как $Z_n = R + jX$.

Рассмотрим примеры определения полного сопротивления с помощью круговой диаграммы.

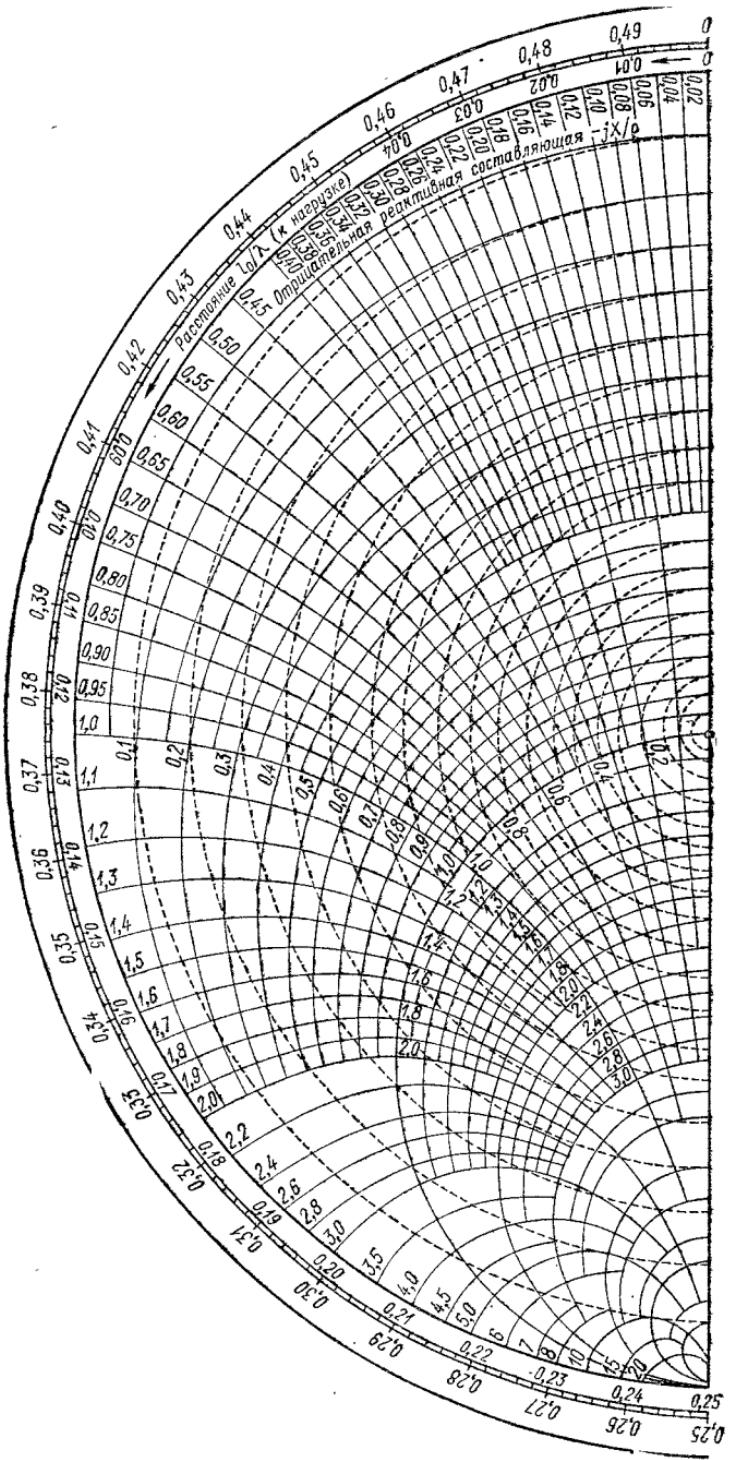
Пример 1. Пусть из графика распределения напряженности поля получили $k_b = 0,6$; $l_0/\lambda = 0,4$; минимум сдвинут к нагрузке. Волновое сопротивление линии 50 Ом . Соединяем прозрачной линейкой центр диаграммы с точкой 0,4 на внутренней окружности, и в месте пересечения этой прямой со штриховой окружностью $k_b = 0,6$ считываем значения R/ρ и X/ρ по двум ортогональным окружностям, пересекающимся в той же точке. Из диаграммы получаем $R/\rho = 0,78$; $X/\rho = 0,4$. Искомое сопротивление $Z_n = 39 + j20 \text{ Ом}$.

Пример 2. Из графика получили $k_b = 0,8$; $l_0/\lambda = 0,32$; минимум сдвинут к генератору. Волновое сопротивление линии $\rho = 75 \text{ Ом}$. Из диаграммы находим: $R/\rho \approx 1,14$; $X/\rho = -0,18$; $Z_n = 85,6 - j13,5 \text{ Ом}$.

С помощью круговой диаграммы можно определять входное сопротивление в любом сечении линии передачи по известному сопротивлению нагрузки; находить значения k_b или k_c данной линии, нагруженной сопротивлением Z_n , и решать другие задачи.

Измеритель полных сопротивлений поляризационный. Поляризационный измеритель (рис. 12-10) работает на принципе взаимодействия падающей и отраженной волн. Он состоит из возбудителя волны круговой поляризации в волноводе круглого сечения и поворотной детекторной головки 2. Последняя соединена с круглым волноводом 5 через вращающееся соединение 3.

Возбудитель волны круговой поляризации представляет собой отрезок прямоугольного волновода 6, на широкой стенке которого перпендикулярно прикреплен отрезок круглого волновода 5. Оба волновода связаны тремя щелями 7, расположенными в широкой стенке прямоугольного волновода так, чтобы падающая волна H_{10} , проходя от генератора к нагрузке, возбуждала в круглом волноводе волну H_{11} с круговой поляризацией. Для этого две щели 7 располагают попарек широкой стенки волновода в макси-



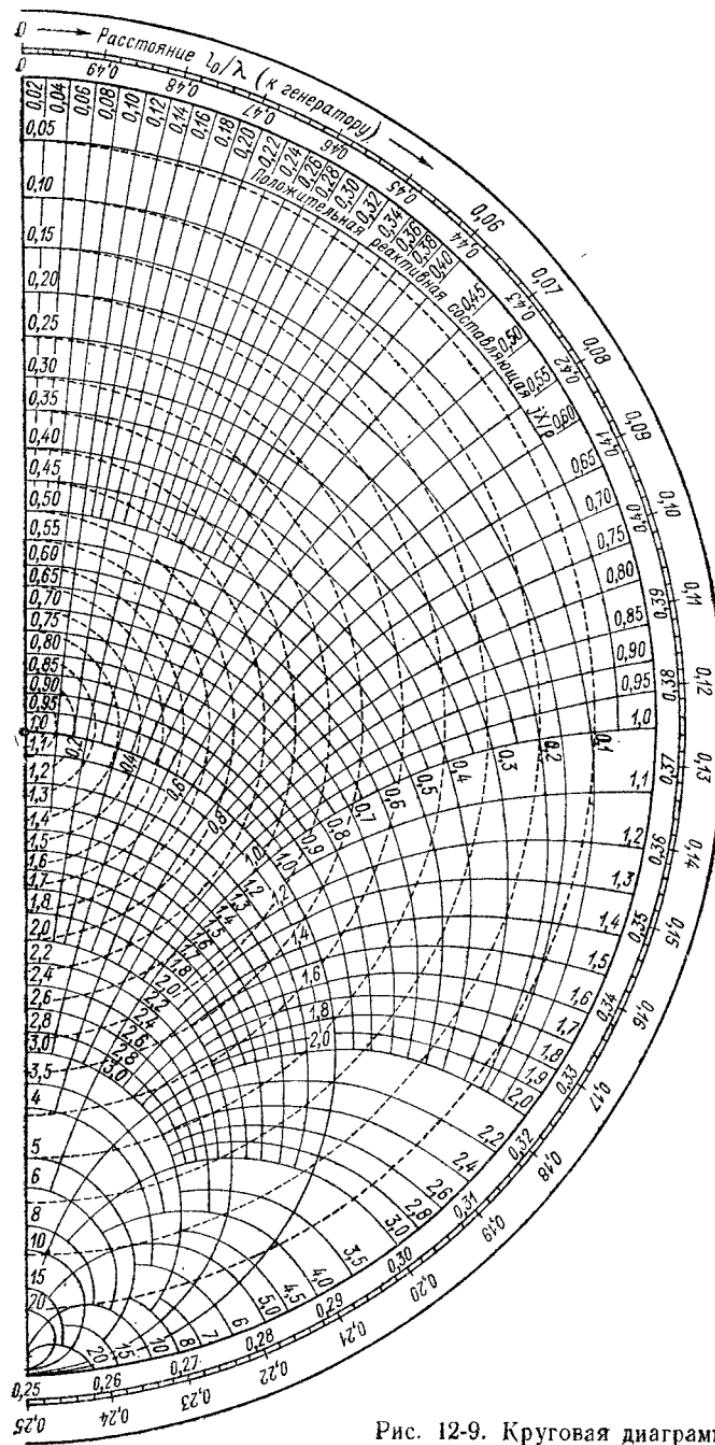


Рис. 12-9. Круговая диаграмма

мальной составляющей поля H_x , а третью — в максимальной составляющей поля H_z . Эти щели возбуждают в круглом волноводе две волны H_{11} , взаимно перпендикулярные в пространстве и сдвинутые по фазе на угол $\pi/2$. Размеры щелей подбирают такими, чтобы амплитуды возбужденных волн были одинаковыми, в результате поляризация волн в круглом волноводе будет круговая.

Отраженная от нагрузки волна H_{10} , проходя в сторону генератора, также возбуждает в круглом волноводе волну H_{11} с круговой поляризацией, но с противоположным направлением вращения. В результате взаимодействия падающей и отраженной волн в круглом волноводе образуется волна H_{11} с эллиптической поляризацией. Большая ось эллипса соответствует сумме амплитуд падающей и отраженной волн, а малая ось — их разности. Электрические параметры этой волны связаны с коэффициентом стоячей волны и коэффициентом отражения нагрузки и однозначно характеризуют последнюю.

Повернув диодную камеру 2 с зондом 1 вокруг ее оси на 360° , получим изменяющиеся значения выпрямленного тока диода, соответствующие распределению напряженности по-

К измерительному
усилителю

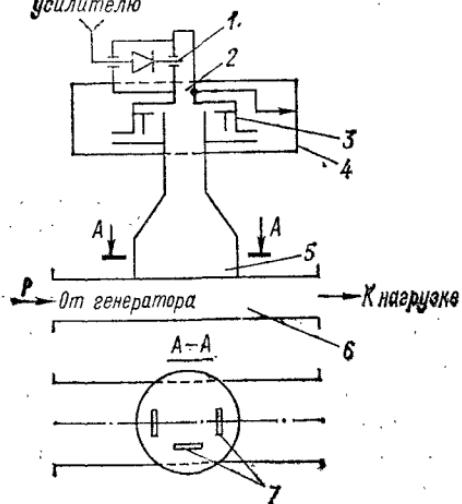


Рис. 12-10. Поляризационный измеритель полных сопротивлений

ля в прямоугольном волноводе на длине λ_b . Максимальное значение тока (α_{\max}) соответствует большой оси эллипса, минимальное (α_{\min}) — малой оси. Следовательно, КСВ равен отношению осей ($k_c = \alpha_{\max}/\alpha_{\min}$), а положением малой оси, однозначно связанным с положением минимума поля в прямоугольном волноводе, определяется фазовый угол коэффициента отражения. Начальное значение фазы на шкале 4 устанавливается перед каждым измерением в соответствии с рабочей частотой. Для уверенного отсчета α_{\min} используют измерительные усилители. Процесс измерения чрезвычайно прост и заключается в сня-

тии показаний выходного напряжения усилителя, соответствующих α_{\max} и α_{\min} при повороте детекторной головки, и отсчете ее углового положения относительно начального значения фазы при показании α_{\min} .

Выпускаются поляризационные измерители полных сопротивлений коаксиальной конструкции для работы в диапазоне частот 20 — 1000 МГц и волноводной — для диапазона 1,7 — 17 ГГц. Погрешность измерения КСВ и фазового угла $\pm(4 - 7 \%)$.

Автоматический измеритель полных сопротивлений. Автоматические, или, как их еще называют, панорамные, измерители полных сопротивлений создают на экране осцил-

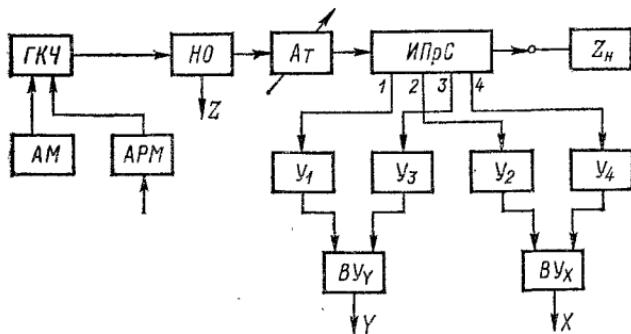


Рис. 12-11. Упрощенная структурная схема автоматического измерителя полных сопротивлений

лографического индикатора кривую, характеризующую коэффициент отражения. Если на экране электронно-лучевой трубы поместить прозрачную круговую диаграмму, то места пересечения кривой с ортогональными окружностями и вертикальным диаметром определят составляющие полного сопротивления нагрузки. Для считывания численных значений в панорамных измерителях предусматриваются источники калиброванных напряжений, которые создают на экране трубы координатные окружности и диаметры. На лимбы органов регулировки напряжений этих источников нанесены шкалы, позволяющие считывать необходимые данные.

Автоматический измеритель полных сопротивлений состоит из генератора касающейся частоты *ГКЧ* (рис. 12-11) с автоматической регулировкой мощности *АРМ* и амплитудной модуляцией *АМ*; аттенюатора *Ат* и измерительного преобразователя сигналов *ИПрС* для формирования исходных напряжений, которые функционально связаны

с распределением поля в тракте, соединяющим генератор с нагрузкой. В качестве преобразователя часто используют измерительную линию с четырьмя неподвижными зондами, расположенными на расстоянии одной восьмой длины волны друг от друга (рис. 12-12). В цепь каждого зонда включены кристаллические детекторы с квадратичной характеристикой, на нагрузках которых возникают напряжения, значения которых зависят от модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ и от расстояния до нагрузки l . Эти напряжения выражаются так:

$$\begin{aligned} U_1 &= a(1 + |\Gamma|^2) - 2|\Gamma| \cos 2\beta l_1; \\ U_2 &= a(1 + |\Gamma|^2) + 2|\Gamma| \sin 2\beta l_1; \\ U_3 &= a(1 + |\Gamma|^2) + 2|\Gamma| \cos 2\beta l_3; \\ U_4 &= a(1 + |\Gamma|^2) - 2|\Gamma| \sin 2\beta l_4, \end{aligned} \quad (12-8)$$

где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от уровня мощности в тракте и чувствительности детектора.

Напряжения соседних зондов сдвинуты по фазе на 90° , напряжения зондов 1 и 3, 2 и 4 — на 180° . Из формул (12-8) определяется модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{U_3 - U_1)^2 + (U_2 - U_4)^2}{4a}}.$$

Для получения разностей напряжения в схеме измерителя предусмотрены вычитающие устройства $B\bar{U}_Y$ и $B\bar{U}_X$,

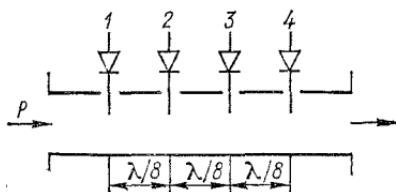


Рис. 12-12. Схема четырехзондового измерительного преобразователя

напряжения с выходов которых подаются на отключающие пластины электронно-лучевой трубки осциллографического индикатора. Фазовый сдвиг между разностями напряжений равен 90° , поэтому на экране будет окружность, радиус которой со-

ответствует модулю коэффициента отражения. На каждой частоте для данного $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$ на экране появляется светящаяся точка, радиальное и угловое положение которой соответствует $|\Gamma|$ и θ . При качании частоты ГКЧ комплексный коэффициент отражения изменяется в соответствии с характером нагрузки Z_n и на экране индикатора появляется кривая — панорамное изображение коэффициента отражения в функции частоты. Коэффициент отражения однозначно связан с сопротивлением нагрузки,

следовательно, эта же кривая позволяет считывать составляющие R/ρ и X/ρ . Погрешность измерения автоматическими приборами составляет 5—7 %, но их применение значительно повышает производительность труда.

12-5. ИЗМЕРЕНИЕ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

В коаксиальных и волноводных линиях передачи имеются электрические неоднородности, т. е. отклонения значения волнового сопротивления: технологические — в местах соединения строительных отрезков и возникающие в процессе эксплуатации — обрывы, короткие замыкания, нарушения изоляции и т. д. Для определения значения, характера и места расположения неоднородности по длине линии применяется метод импульсного рефлектометра.

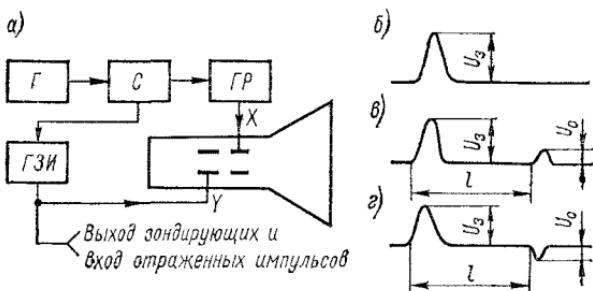


Рис. 12-13. Импульсный рефлектометр

Этот метод заключается в измерении параметров отраженной от неоднородности волны при импульсном воздействии на вход линии.

Простейшая схема импульсного рефлектометра (рис. 12-13, а) состоит из задающего генератора Γ ; синхронизатора C , запускающего генератор развертки RP и генератор зондирующих импульсов ГЗИ ; осциллографа. В линию передачи посыпается зондирующий импульс U_3 , который, распространяясь вдоль линии, встречает на своем пути неоднородности и частично или полностью отражается от них. Распространяясь в обратном направлении, отраженный импульс поступает на вход рефлектометра. Зондирующий и отраженный импульсы отображаются на экране электронно-лучевой трубки. По высоте, форме и времени пробега отраженного импульса U_0 относительно зондирующего можно определить значение неоднородности, ее знак и месторасположение.

Значение неоднородности характеризуется коэффициентом отражения $\Gamma = U_o/U_s$; знак коэффициента отражения определяет характер неоднородности. Сохранение знака отраженного импульса свидетельствует о возрастании сопротивления в месте отражения, а изменение — о его уменьшении (рис. 12-13, в, г). При полном согласовании и отсутствии отражений (неоднородностей) $\Gamma=0$ (рис. 12-13, б). Если $\Gamma = +1$ — в линии обрыв; если $\Gamma = -1$ — линия замкнута накоротко. Время пробега импульса от начала линии до неоднородности и обратно $\tau_{\text{пр}}$ позволяет найти расстояние до неоднородности $l = 0,5\tau_{\text{пр}} c K$, где c — скорость света, K — коэффициент укорочения расстояния, равный отношению скорости распространения импульса в данной линии к скорости света. Время пробега, а следовательно и расстояние, отсчитывается по горизонтальной оси электронно-лучевой трубы с учетом скорости развертки.

Промышленность выпускает несколько типов импульсных рефлектометров, позволяющих измерять расстояния до повреждений на воздушных линиях от 10 м до 300 км, на кабельных от 0,5 м до десятков километров с погрешностью $\pm 1\%$.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ

13-1. ВИДЫ ОСЛАБЛЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Ослаблением называется уменьшение электрической мощности между двумя сечениями линии передачи, вызываемое ее поглощением (рассеиванием) и отражением. Ослабление возникает при наличии между генератором и нагрузкой любых пассивных четырехполюсников — аттенюаторов, ферритовых вентиляй, вращающихся сочленений, соединительных разъемов и фланцев, различных переходных и согласующих устройств. Значение ослабления можно рассчитать только в ограниченном числе случаев (например, ослабление предельного или поляризационного аттенюатора), поэтому его определяют экспериментально, т. е. измеряют.

В общем случае

$$A = 10 \lg \frac{P_g}{P_h}, \quad (13-1)$$

где A — ослабление, дБ; P_g и P_h — мощности, отдаваемая генератором и поступающая в нагрузку соответственно.

На рис. 13-1 генератор с полным сопротивлением $Z_g = R_g + jX_g$ соединен линией без потерь с нагрузкой $Z_h = R_h + jX_h$. Ослабление

равно нулю, если $P_H = P_r$; это возможно при комплексном согласовании цепи, т. е. когда $R_r = R_H$ и $X_r = -X_H$, а волновое сопротивление линии активно ($\rho = R_r = R_H$).

В этом случае в нагрузку поступает максимальная мощность

$$P_{\max} = \frac{U_H^2}{R_H} = \frac{E_r^2}{2} \frac{1}{R_H} = P_r = \left(\frac{E_r}{R_r + R_H} \right)^2 R_r = \frac{E_r^2}{4R_r}$$

— так называемая *располагаемая мощность* генератора.

Если сопротивления генератора и нагрузки равны друг другу ($Z_r = Z_H$), но не являются комплексно-сопряженными, то они тоже

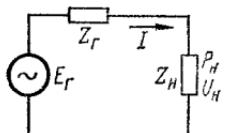


Рис. 13-1. К определению ослабления

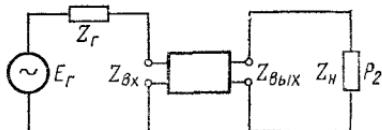


Рис. 13-2. К определению вносимого ослабления

согласованы, т. е. отражения от нагрузки не возникает. Однако в этом случае ослабление не равно нулю, так как

$$P_H = \frac{|E_r|^2 R_H}{|Z_r + Z_H|^2} = \frac{|E_r|^2 R_H}{4 |Z_H|^2};$$

следовательно,

$$\begin{aligned} A &= 10 \lg \frac{P_r}{P_H} = 10 \lg \frac{|E_r|^2}{4R_r} \frac{4 |Z_H|^2}{|E_r|^2 R_H} = \\ &= 10 \lg \frac{R_H^2 + X_H^2}{R_H^2} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{X_H}{R_H} \right)^2 \right]. \end{aligned}$$

В радиотехнической практике преимущественно измеряют два вида ослабления: вносимое, при отсутствии согласования в тракте передачи, и собственное, при наличии согласования.

Вносимое ослабление (рис. 13-2) определяют по формуле (13-1):

$$A_{\text{вн}} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}, \quad (13-2)$$

где P_2 — полная мощность, поглощаемая нагрузкой при включении ее на выход четырехполюсника, а P_1 — полная мощность, поглощаемая той же нагрузкой при включении ее непосредственно к выходу генератора.

Значение вносимого ослабления зависит от параметров четырехполюсника и полных сопротивлений генератора и нагрузки. Если четырехполюсник без потерь, т. е. состоит только из реактивных элементов, вносимое ослабление возникает за счет несогласованности цепи и является ослаблением отражения; если четырехполюсник содержит и резистивные поглощающие элементы, то вносимое ослабление состоит из двух составляющих — ослабления поглощения $A_{\text{п}}$ и ослабления отражения A_o :

$$A_{\text{вн}} = A_{\text{п}} + A_o. \quad (13-3)$$

При полном согласовании цепи вносимое ослабление является только ослаблением поглощения, так как $A_o = 0$.

Собственное ослабление определяется той же формулой (13-2), но P_1 и P_2 представляют собой полные мощности на входе и выходе четырехполюсника, нагруженного с обеих сторон согласованными сопротивлениями.

Измерение ослабления выполняется при поверке и калибровке аттенюаторов, делителей напряжения и мощностей; при определении характеристик фильтров, направленных ответвителей, ферритовых элементов, различных неоднородностей в трактах передачи и т. д.

Измерения ослабления выполняются методами отношения мощностей, отношения напряжений, замещения и отражения. Выбор метода определяется в каждом конкретном случае диапазоном частот, допустимой погрешностью измерения и характеристиками измеряемого четырехполюсника. При измерении ослабления отрезков кабелей можно применять резонансный метод.

13-2. ИЗМЕРЕНИЕ ВНОСИМОГО ОСЛАБЛЕНИЯ

Метод отношения мощностей (напряжений). Измерение выполняют в следующем порядке. Собирают схему (рис. 13-3); на выходе генератора устанавливают напряжение (мощность) нужной частоты, включают нагрузку Z_H и, регулируя выходное напряжение (мощность) генератора, устанавливают удобное для отсчета значение мощности P_H . Затем включают между генератором и нагрузкой четырехполюсник и при не-

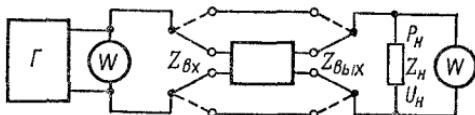


Рис. 13-3. Схема измерения ослабления методом отношения мощностей (напряжений)

изменном значении выходного напряжения генератора определяют новое значение мощности P'_H . Вносимое ослабление определяют по формуле (13-2). Если нужно знать значение вносимого ослабления в диапазоне частот, указанное измерение повторяют на нескольких частотах при постоянном выходном напряжении генератора. Погрешность измерения зависит только от погрешности измерения мощности.

Измерение ослабления методом отношения напряжений выполняется в том же порядке. Значение ослабления вычисляют по формуле

$$A_{BH} = 20 \lg \frac{U_H}{U'_H}.$$

Предел измерения вносимого ослабления определяется возможностью отсчета достоверных показаний напряжений по одной шкале электронного вольтметра. Погрешность зависит от класса точности вольтметра.

Метод замещения. Вносимое ослабление измеряют с помощью схемы, представленной на рис. 13-4. Подключают к зажимам 1, 2 измеряемый

четырехполюсник и устанавливают на нагрузке некоторое удобное для отсчета напряжение. Затем заменяют четырехполюсник образцовым градуированным аттенюатором и регулировкой его ослабления восстанавливают прежнее показание напряжения на нагрузке; выходное напряжение генератора должно быть неизменным. Значение ослабления, вносимого образцовым аттенюатором, фиксируемое по его шкале, равно ослаблению, вносимому измеряемым четырехполюсником. При методе замещения следует иметь в виду, что входные и выходные сопротивления измеряемого и образцового четырехполюсников должны быть одинаковыми. Погрешность измерения зависит только от погрешности градуировки образцового аттенюатора.

Метод отражения. Этот метод применяется на сверхвысоких частотах для измерения малых ослаблений. Типичными случаями являются измерение ослабления, вносимого неоднородностями, например врачающимися соединениями волноводной линии круглого сечения, диафрагмой, настроечными винтами и т. д.

При использовании этого метода вносимое ослабление представляют в виде суммы в соответствии с формулой (13-3) и измеряют от-

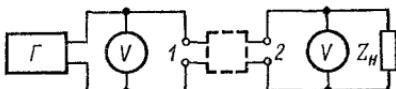


Рис. 13-4. Схема измерения вносимого ослабления методом замещения

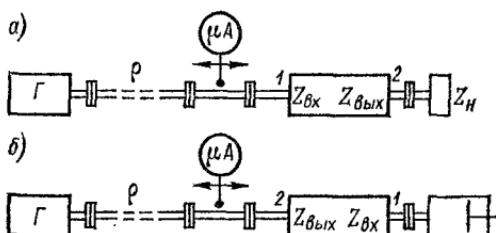


Рис. 13-5. Схема измерения вносимого ослабления методом отражения

дельно ослабления отражения и поглощения. Для этого собирают измерительную установку (рис. 13-5, а) и при помощи измерительной линии определяют коэффициент стоячей волны напряжения k_c в тракте. Значение вносимого ослабления отражения вычисляют по формуле

$$A_o = 10 \lg \frac{(k_c + 1)^2}{4k_c}. \quad (13-4)$$

Для определения ослабления поглощения четырехполюсник поворачивают на 180° и к его входным (теперь выходным) зажимам (рис. 13-5, б) присоединяют отрезок линии с короткозамыкающим поршнем. Устанавливают пять-шесть положений поршня на длине, не меньшей половины длины волны, и измеряют в каждом положении коэффициент стоячей волны напряжения и расстояние от выходных (теперь входных) зажимов четырехполюсника до первого минимума.

Для каждого положения вычисляют модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma| = \frac{k_c - 1}{k_c + 1}$$

и его фазовый угол $\theta = 2\beta l \pm \pi$, где $\beta = 2\pi/\lambda$ — коэффициент фазы.

Полученные значения коэффициента отражения наносят на диаграмму в полярных координатах и соединяют точки между собой. Геометрическое место точек представляет собой окружность радиуса r . Ослабление поглощения вычисляется по формуле

$$A_n = 10 \lg \frac{1}{r}. \quad (13-5)$$

В соответствии с формулами (13-3), (13-4) и (13-5) полное вносимое четырехполюсником ослабление

$$A_{BH} = A_n + A_o = 10 \lg \frac{(k_c + 1)^2}{4k_c r}.$$

В практике измерений на СВЧ встречаются цепи с согласованными сопротивлениями, т. е. линии, в которых волновое сопротивление, сопротивление нагрузки и входное и выходное сопротивления четырехполюсника одинаковы. В этом случае ослабление отражения равно вулю. Ослабление поглощения определяют следующим образом. Выходные зажимы четырехполюсника (рис. 13-5, а) закорачивают и находят коэффициент стоячей волны напряжения k_c ; значение вносимого ослабления

$$A_{BH} = A_n = 10 \lg \frac{k_c + 1}{k_c - 1}. \quad (13-6)$$

Погрешность измерения вносимого ослабления по методу отражения определяется качеством измерительной линии. Существенную роль играют также потери в короткозамыкающем поршне, который должен представлять собой чисто реактивное сопротивление, т. е. обеспечивать полное отражение энергии. Если есть подозрение, что в короткозамыкателе имеются потери, его ослабление необходимо определить в соответствии с формулой (13-6) и вычесть из полученного ранее.

13-3. ИЗМЕРЕНИЕ СОБСТВЕННОГО ОСЛАБЛЕНИЯ

При измерении собственного ослабления четырехполюсника его входное и выходное сопротивления должны быть согласованы с сопротивлениями генератора и нагрузки, т. е. его выходные зажимы должны быть соединены с нагрузкой ($Z_H = Z_{вых}$), а выходное сопротивление генератора должно быть равно входному сопротивлению четырехполюсника: $Z_G = Z_{вх}$. Если первое требование почти всегда выполняется, то для удовлетворения второго часто приходится включать между генератором и входом измеряемого четырехполюсника согласующие элементы (устройства).

Метод отношения напряжений. Измерение собственного ослабления четырехполюсников с сосредоточенными параметрами выполняют по схеме, приведенной на рис. 13-6, а. Напряжение $U_{вх}$ и $U_{вых}$ измеряют электронными вольтметрами с высокими входными сопротивле-

ниями. Значение собственного ослабления вычисляют по формуле

$$A_c = 10 \lg \frac{U_{\text{вх}}^2 |Z|_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}^2 |Z|_{\text{вх}}} . \quad (13-7)$$

При равенстве входного и выходного сопротивлений формула (13-7) упрощается:

$$A_c = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} .$$

Измерение собственного ослабления линии передачи с распределенными параметрами можно свести к измерению ее затухания. Это удобно при измерениях в кабелях или двухпроводных линиях передачи с ма-

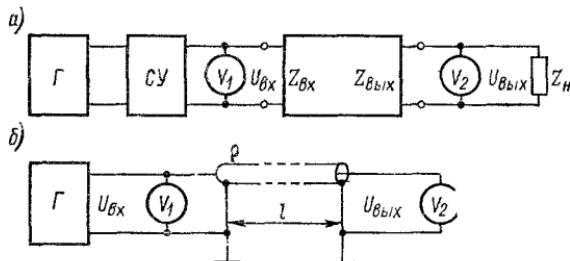


Рис. 13-6. Схемы измерения собственного ослабления методом отношения напряжений

льными потерями. Напряжения на входе и выходе линии (рис. 13-6, б) измеряют в режиме холостого хода, когда соотношение между ними определяется следующей формулой: $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \operatorname{ch} \gamma l$, где $\gamma = \alpha + j\beta$ — коэффициент распространения данной линии.

Отношение действующих значений напряжений

$$\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \sqrt{\operatorname{ch}^2 \alpha l \cos^2 \beta l + \operatorname{sh}^2 \alpha l \sin^2 \beta l} . \quad (13-8)$$

Это отношение является функцией частоты, так как $\beta = \omega/v$, где v — фазовая скорость распространения; $\omega = 2\pi f$.

Изменяя частоту, можно определить минимальные и максимальные значения отношения (13-8), которые получаются при $\cos \beta l = 0$ или $\sin \beta l = 0$ соответственно. Подставляя в (13-8) $\cos \beta l = 0$, получаем

$$\left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{мин}} = \operatorname{sh} \alpha l = \operatorname{sh} A_c ,$$

откуда

$$A_c = \operatorname{Arsh} \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{мин}} ,$$

или, при $\sin \beta l = 0$,

$$\left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{макс}} = \operatorname{ch} \alpha l = \operatorname{ch} A_c ,$$

откуда

$$A_c = \operatorname{Arch} \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{макс}} .$$

Процесс измерения заключается в плавном изменении частоты генератора при постоянном напряжении $U_{\text{вх}}$ до получения максимального значения $U_{\text{вых}}$, тогда

$$A_c = \text{Arsh} \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{мин}} \approx 8,7 \text{Arsh} \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{мин}}.$$

Погрешность измерения определяется погрешностью применяемых вольтметров и неточностью фиксирования максимального значения выходного напряжения.

Метод замещения. Для измерения собственного ослабления четырехполюсника с распределенными параметрами сравнивают значение ослаблений образцового аттенюатора и исследуемого четырехполюсника, включенных последовательно друг с другом в согласован-

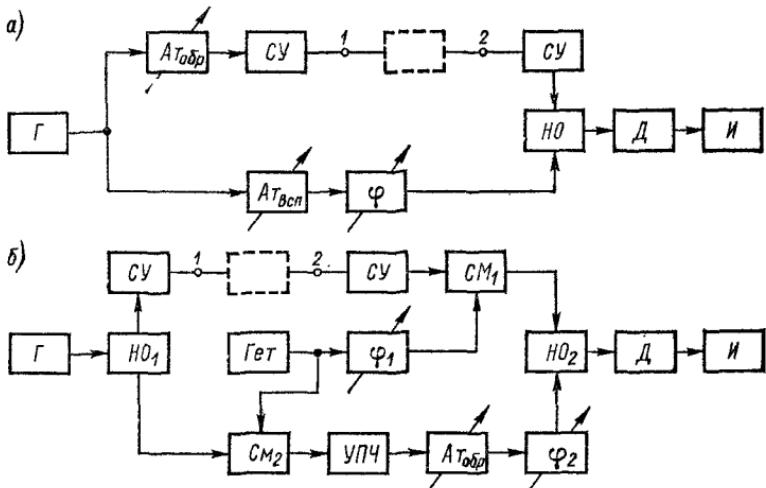


Рис. 13-7. Схемы измерения собственного ослабления методом замещения

ном тракте. Метод замещения может быть реализован либо на СВЧ, либо на промежуточной частоте. Первый способ применяют тогда, когда оба четырехполюсника — исследуемый и образцовый — пригодны для работы на одной и той же частоте.

Метод замещения на рабочей частоте выполняется в следующем порядке. Собирают измерительную установку (рис. 13-7, а), состоящую из генератора Γ , работающего в нужном диапазоне СВЧ; двух каналов — верхнего — измерительного и нижнего вспомогательного; индикаторного устройства. Измерительный канал, куда входят образцовый аттенюатор $A_{t\text{обр}}$ и исследуемый четырехполюсник (штриховой прямоугольник) предварительно согласуют с помощью измерительной линии и согласующих устройств SU . Затем без измеряемого четырехполюсника при закороченных разъемах 1, 2 полностью вводят ослабление образцового аттенюатора и, регулируя ослабление вспомогательного аттенюатора $A_{t\text{всп}}$ и фазовый сдвиг фазовращателя Φ , добиваются нулевого показания на выходе индикаторного устройства, куда входит направленный ответвитель HO , детектор D и нулевой индика-

тор I . Не изменяя мощности генератора, присоединяют исследуемый четырехполюсник и, уменьшая ослабление образцового аттенюатора, восстанавливают нуль на шкале индикатора.

Собственное ослабление исследуемого четырехполюсника $A_c = A_1 - A_2$, где A_1 и A_2 — отсчеты ослаблений по шкале образцового аттенюатора, сделанные без четырехполюсника и с ним. Недостатком метода замещения при измерении на рабочей частоте является необходимость иметь набор образцовых аттенюаторов на различные частоты.

Метод замещения на промежуточной частоте позволяет измерять ослабление четырехполюсников на разных частотах, используя один образцовый аттенюатор промежуточной частоты (рис. 13-7, б). Измерение выполняется в два этапа. Сначала схема уравновешивается без четырехполюсника регулировкой частоты гетеродина Gem и фазового сдвига фазовращателями Φ_1 и Φ_2 при минимальном ослаблении образцового аттенюатора; затем уравновешивание выполняется при включенном четырехполюснике, для чего нужно ввести дополнительное ослабление образцового аттенюатора. Разность отсчетов по его шкале равна собственному ослаблению измеряемого четырехполюсника. Применение фазовращателей позволяет получить на входах направленного ответвителя $H\Omega_2$ когерентные колебания промежуточной частоты, что значительно повышает чувствительность метода и точность измерения. Погрешность метода замещения определяется линейной зависимостью между уровнем мощности СВЧ и амплитудой напряжения промежуточной частоты. Эта линейность обеспечивается характеристикой смесителей Cm , если сигнал гетеродина превышает сигнал СВЧ, по крайней мере, в десять раз. Практически это требование всегда выполняется.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная книга посвящена традиционным методам и средствам измерений электро- и радиотехнических величин и оценке результатов измерений. Ее содержание является фундаментом понимания новых тенденций электрорадиоизмерений, бурно развивающихся в последней четверти XX века. Опережающие темпы этого развития продиктованы необходимостью увеличения эффективности использования материальных ресурсов, повышения производительности труда, качества продукции и улучшения условий труда. Эти задачи можно решить только путем автоматизации и комплексной механизации производства, для обеспечения которых нужны средства (системы) управления и контроля.

Широко внедряемые в настоящее время автоматические системы управления (АСУ) охватывают следующие стадии: научный эксперимент; автоматическое проектирование (САПР); автоматическое конструирование и технологическая подготовка производства; управление агрегатами, объектами, предприятиями, объединениями и отраслями промышленности; управление комплексными испытаниями объектов новой техники и др. АСУ предусматривает получение измерительной, контрольной и диагностической информации в определенные моменты времени или непрерывно и с нужной точностью. Эта количественная информация подвергается математической обработке в соответствии с заданной программой с целью выработки оптимальных решений — команд.

Нетрудно представить всю сложность и громоздкость аппаратурных решений АСУ, учитывая многообразие исходных данных и разнообра-

зие требований к их обработке. Выполнение в полном объеме этой сложнейшей задачи стало возможным и экономически целесообразным только с появлением нового класса цифровых приборов — микропроцессоров и микро-ЭВМ, в которых реализованы достижения современной микроЭлектроники.

Микропроцессором (МП) называется процессор ЭВМ, выполненный в виде большой интегральной схемы (БИС) или на одном кристалле. МП, так же как и обычный процессор ЭВМ, управляет наперед заданной программой, в соответствии с которой в нем производится математическая и логическая обработка цифровой информации [16].

Микро-ЭВМ состоит из МП и внешних для последнего блоков: генератора тактовых импульсов; устройства входа-выхода; оперативного запоминающего устройства (ОЗУ); ОЗУ, снабженного автономным питанием (для сохранения в памяти информации при перерыве подачи централизованного питания); постоянного и перепрограммирующего запоминающих устройств; устройства приоритетного прерывания; программируемого таймера; шин — адреса, данных и управления.

Применение МП обеспечивает значительный прогресс средств измерений, выражающийся в создании нового поколения программируемых приборов, о которых всего десять лет тому назад не было и речи. Например, с помощью программируемого цифрового комбинированного прибора (мультиметра), кроме обычных пяти измеряемых величин — постоянного и переменного тока, напряжения постоянного и переменного тока и сопротивления, можно измерять температуру, емкость, проводимость, частоту следования импульсов, мощность и фазовый сдвиг.

В цифровых вольтметрах, мультиметрах и частотомерах с помощью встроенного МП обеспечиваются автокалибровка, самодиагностика, математическая обработка, статистический анализ, линеаризация характеристики преобразования, выбор пределов измерения. Математическая обработка предусматривает умножение и деление результатов измерений на постоянное число; вычисление отношений двух измеряемых величин; определение отклонения от номинала в процентах; сдвиг результата на константу; определение минимальных и максимальных значений измеряемых величин; контроль заданных значений.

В цифровых мостах с МПрабатываются выходные сигналы, пропорциональные процентным значениям отклонений от заданных номиналов измеряемых значений R , L , C , что позволяет сортировать эти элементы по заданным допускам. Высокая скорость обработки больших объемов данных позволяет выполнять многократные измерения в небольшие интервалы времени и производить статистическую оценку результатов, что обеспечивает снижение влияния помех и повышение точности измерений.

Еще большую роль сыграли МП и микро-ЭВМ в создании информационно-измерительных систем и АСУ. Для выполнения функций АСУ средства измерений объединяются в системы и используются комплексно. Например, измерительно-вычислительные комплексы (ИВК) решают следующие задачи: первичную обработку измерительной информации (масштабирование, линеаризация, алгоритмические преобразования и т. п.); статистическую обработку измерительной информации; автоматизацию процесса измерения (установка пределов, уравновешивание, сравнение, формирование калибровочных сигналов и др.); улучшение метрологических характеристик (калибровка, самоконтроль, введение поправок и т. п.); управление блоками и узлами внутри приборов; управление взаимосвязью приборов — друг с другом и с ЭВМ. Следовательно, ИВК состоит из двух частей — измерительной и вычислительной.

В измерительную часть входят: аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи; кодеры и декодеры; коммутаторы; буферные устройства; счетчики импульсов; устройства управления отдельными приборами; устройства отображения информации (цифровые табло, цифропечатающие устройства, графопостроители и т. п.); калибраторы и генераторы. Вычислительная часть содержит: процессор, оперативное запоминающее устройство, накопители на магнитной ленте или дисках, таймер, периферийные устройства ввода-вывода цифровой информации и дисплеи.

Перечисленные приборы, узлы и устройства, входящие в ИВК, должны быть соединены между собой. Однако эти соединения в зависимости от конкретной задачи, поставленной перед ИВК, должны изменяться как структурно, так и функционально.

Теория разработки и практика эксплуатации таких сложных систем доказали целесообразность их составления методом компоновки из отдельных модулей, сопряжение (стыковка) между которыми допускало бы их пересоединение без конструктивных изменений. Для этого сопряжение должно быть унифицированным. Унифицированная система сопряжения между модулями, объединенными в систему, называется интерфейсом.

Интерфейс — стыкающая часть между модулями, устройствами или их частями, через которую проходят информативные, управляющие и коммутирующие сигналы. В интерфейсе выполняются определенные, например заданные регламентированные функции, которые обеспечивают функциональную совместимость сопряженных модулей (приборов), объединенных в ИВК. Физически интерфейс представляет собой совокупность связанных с модулями (приборами) конструктивных, электрических и функциональных элементов и узлов, необходимых для осуществления передачи соответствующих сигналов между приборами (модулями). Сигналы передаются по линиям сигналов (линия данных, линия «Запрос на обслуживание», «Готов к приему», «Данные приняты», «Конец передачи»). Несколько линий, выполняющих определенную функцию, объединяются в шину интерфейса (шина данных, шина синхронизации, шина управления). Совокупность шин объединяется в магистраль.

Взаимодействие соединенных магистралью модулей (приборов) осуществляется путем реализации набора *интерфейсных функций*, таких, как синхронизация передачи; синхронизация приема; источник информации; приемник информации; запрос на обслуживание; дистанционное или местное управление; параллельный опрос; очистить устройство; запуск прибора; контроллер. Описание процедуры, выполняемой при реализации каждой функции, подробно изложено в ГОСТ 26.003—80 «Система интерфейса для измерительных устройств».

Ознакомление с понятием «интерфейс» позволяет сделать важный вывод о том, что в каждом приборе (модуле), предназначенном для работы в системе, должна быть предусмотрена возможность выполнения следующих функций: функции назначения и применения (установка пределов измеряемых величин, области частот и др.); функции кодирования дистанционно получаемой информации от других устройств в значения сигналов на линиях интерфейса; функций интерфейса, реализуемых аппаратно или программно для обеспечения взаимодействия приборов (модулей), соединенных магистралью.

Реализация перечисленных функций обеспечивается выбором соответствующей программы, хранимой в памяти микро-ЭВМ. При необходимости изменения взаимодействия вводится новая программа.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица П1
Единицы Международной системы (СИ)

Величина	Размер-ность	Единица		
		наименование	обозначение	
			русское	междуна-родное
Основные				
Длина	L	метр	м	m
Масса	M	килограмм	кг	kg
Время	T	секунда	с	s
Сила электрического тока	I	ампер	A	A
Термодинамическая температура	Θ	kelvin	K	K
Сила света	J	кандела	кд	cd
Количество вещества	N	моль	моль	mol
Дополнительные				
Плоский угол	—	радиан	рад	rad
Телесный угол	—	стерадиан	ср	sr
Производные				
Частота	T^{-1}	герц	Гц	Hz
Сила	LMT^{-2}	ньютон	N	N
Давление	$L^{-1}MT^{-2}$	паскаль	Па	Pa
Энергия, работа, количество теплоты	L^2MT^{-2}	джауль	Дж	J
Мощность, поток энергии	L^2MT^{-3}	ватт	Вт	W
Количество электричества	TI	кулон	Кл	C
Электрическое напряжение, ЭДС	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	вольт	V	V
Электрическая емкость	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$	фарад	Ф	F

Продолжение табл. П1

Величина	Размерность	Единица		
		наименование	обозначение	
			русское	международное
Электрическое сопротивление	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	ом	Ом	Ω
Электрическая проводимость	$L^{-2}M^{-1}T^{3/2}$	сименс	См	S
Магнитный поток	$L^2MT^{-2}I^{-1}$	вебер	Вб	Wb
Магнитная индукция	$MT^{-2}I^{-1}$	тесла	Тл	T
Индуктивность	$L^2MT^{-2}I^{-2}$	генри	Гн	H
Световой поток	J	люмен	лм	lm
Освещенность	$L^{-2}J$	люкс	лк	lx

Таблица П2

К образованию кратных и дольных единиц

Множитель	Приставка		
	наименование	обозначение	
		русское	международное
10^{-18}	атто	а	a
10^{-15}	фемто	ф	f
10^{-12}	пико	п	p
10^{-9}	нано	н	n
10^{-6}	микро	мк	μ
10^{-3}	милли	м	m
10^{-2}	санти	с	c
10^{-1}	деци	д	d
10^1	дека	да	da
10^2	гекто	г	h
10^3	кило	к	k
10^6	мега	М	M
10^9	гига	Г	G
10^{12}	тера	Т	T
10^{15}	пета	П	P
10^{18}	экса	Э	E

Таблица П3

Децибелы и отношения

Децибел	Отношение напряжений (токов)	Отношение мощностей	Децибел	Отношение напряжений (токов)	Отношение мощностей
0,0	1,000	1,000	14,0	5,012	25,120
0,1	1,012	1,023	15,0	5,623	31,620
0,2	1,023	1,047	16,0	6,310	39,810
0,3	1,035	1,072	17,0	7,079	50,120
0,4	1,047	1,096	18,0	7,943	63,100
0,5	1,059	1,122	19,0	8,913	79,430
0,6	1,072	1,148	20,0	10,000	100,000
0,7	1,084	1,175	25,0	17,780	316,200
0,8	1,096	1,202	30,0	31,620	1000,000
0,9	1,109	1,230	35,0	56,230	3162,000
1,0	1,122	1,259	40,0	100,000	10^4
2,0	1,259	1,585	45,0	177,800	$3,162 \cdot 10^4$
3,0	1,413	1,995	50,0	316,200	10^6
4,0	1,585	2,512	55,0	562,300	$3,162 \cdot 10^5$
5,0	1,778	3,162	60,0	10^3	10^6
6,0	1,995	3,981	65,0	$1,778 \cdot 10^3$	$3,162 \cdot 10^6$
7,0	2,239	5,012	70,0	$3,162 \cdot 10^3$	10^7
8,0	2,512	6,310	80,0	10^4	10^8
9,0	2,818	7,943	90,0	$3,162 \cdot 10^4$	10^9
10,0	3,162	10,000	100,0	10^5	10^{10}
11,0	3,548	12,590	110,0	$3,162 \cdot 10^5$	10^{11}
12,0	3,981	15,850	120,0	10^6	10^{12}
13,0	4,467	19,950			

Примечание. При отрицательных децибелях соответствующие отношения — обратные числа.

Таблица П4

Некоторые значения интеграла вероятностей $\Phi(z)$

z	$\Phi(z)$	z	$\Phi(z)$	z	$\Phi(z)$	z	$\Phi(z)$
0,00	0,000	0,70	0,516	1,40	0,839	2,25	0,976
0,10	0,080	0,80	0,576	1,50	0,866	2,50	0,988
0,20	0,159	0,90	0,632	1,60	0,890	2,75	0,9940
0,30	0,236	1,00	0,683	1,70	0,911	3,00	0,99730
0,40	0,311	1,10	0,729	1,80	0,928	3,30	0,99903
0,50	0,383	1,20	0,770	1,90	0,943	3,50	0,99953
0,60	0,452	1,30	0,806	2,00	0,955	4,00	0,99994

Таблица П5

Коэффициенты Стьюдента $t_{\alpha n}$

n	α							
	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99
2	1,00	1,38	2,0	3,1	6,3	12,7	31,8	63,7
3	0,82	1,06	1,3	1,9	2,9	4,3	7,0	9,9
4	0,77	0,98	1,3	1,6	2,4	3,2	4,5	5,8
5	0,74	0,94	1,2	1,5	2,1	2,8	3,7	4,6
6	0,73	0,92	1,2	1,5	2,0	2,6	3,4	4,0
7	0,72	0,90	1,1	1,4	1,9	2,4	3,1	3,7
8	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,4	3,0	3,5
9	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,3	2,9	3,4
10	0,70	0,88	1,1	1,4	1,8	2,3	2,8	3,3
17	0,69	0,86	1,1	1,3	1,7	2,1	2,6	2,9
26	0,68	0,86	1,1	1,3	1,7	2,1	2,5	2,8

Таблица П6

Условные обозначения на циферблате приборов

Наименование	Обозначение	
Принцип действия	Прибор	Логометр
магнитоэлектрический с подвижной рамкой		
магнитоэлектрический с подвижным магнитом		
электромагнитный		
электродинамический		
ферродинамический		

Наименование	Обозначение
индукционный	
электростатический	
термоэлектрический	
выпрямительный	
электронный	
<i>Род тока</i>	
постоянный	
переменный 50 Гц	
трехфазный	
постоянный и переменный	
переменный 400 Гц	

Наименование	Обозначение
<i>Положение шкалы</i>	
вертикальное	
горизонтальное	
наклонное под углом к горизонту	
Класс точности при нормировании погрешности в процентах от диапазона измерения	1,5
от длины шкалы	
Категория (первая) защищенности от влияния внешних магнитных полей	
Категория (первая) защищенности от влияния внешних электрических полей	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением (например, 2 кВ)	
Положение прибора относительно земного магнитного поля	
Внимание! Смотри дополнительные указания в паспорте и инструкции по эксплуатации	

КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

В соответствии с ГОСТ 15094—69 «Приборы электронные радиоизмерительные. Классификация. Наименования и обозначения» все радиоизмерительные приборы и меры электрических величин для них в зависимости от характера измерений и вида измеряемых величин делятся на 20 подгрупп. Каждая подгруппа обозначается прописными буквами русского алфавита и состоит из нескольких видов, обозначаемых цифрами по порядку. Каждому типу прибора присвоены порядковые номера, перед которыми ставится черточка (дефис), например В3-40.

Классификация предусматривает следующие подгруппы и виды приборов.

Подгруппа 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.

Подгруппа Б. Источники питания для измерений и измерительных 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.

Подгруппа 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 (векторометры);
- В6 — вольтметры селективные;
- В7 — вольтметры универсальные;

В8 — измерители отношения напряжений и (или) разности напряжений;

В9 — преобразователи напряжений.

П о д г р у п п а 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).

П о д г р у п п а Д. Аттенюаторы и приборы для измерения ослаблений

Д1 — установки или приборы для поверки аттенюаторов и приборов для измерения ослаблений;

Д2 — аттенюаторы резисторные; аттенюаторы емкостные;

Д3 — аттенюаторы поляризационные;

Д4 — аттенюаторы предельные;

Д5 — аттенюаторы поглощающие;

Д6 — аттенюаторы электрически управляемые;

Д8 — измерители ослабления.

П о д г р у п п а Е. Приборы для измерения параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными

Е1 — установки или приборы для поверки измерителей параметров компонентов и цепей;

Е2 — измерители полных сопротивлений и (или) полных проводимостей;

Е3 — измерители индуктивности;

Е4 — измерители добротности;

Е6 — измерители сопротивлений;

Е7 — измерители параметров универсальные;

Е8 — измерители емкостей;

Е9 — преобразователи параметров компонентов и цепей.

П о д г р у п п а И. Приборы для импульсных измерений

И1 — установки или приборы для поверки приборов для импульсных измерений;

И2 — измерители временных интервалов;

И3 — счетчики числа импульсов;

И4 — измерители параметров импульсов;

И9 — преобразователи импульсных сигналов.

П о д г р у п п а К. Комплексные измерительные установки

К2 — установки измерительные комплексные;

К3 — установки измерительные комплексные автоматизированные;

К4 — приборы (блоки) комплексных измерительных установок;

К5 — приборы (блоки) комплексных автоматизированных измерительных установок.

Подгруппа 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.

Подгруппа 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.

Подгруппа 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.

Подгруппа 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.

Подгруппа 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.

Подгруппа У. Усилители измерительные

У2 — усилители селективные;

У3 — усилители высокочастотные;

У4 — усилители низкочастотные;

У5 — усилители напряжения постоянного тока;

У7 — усилители универсальные.

Подгруппа Ф. Приборы для измерения фазового сдвига и группового времени запаздывания

- Ф1 — установки или приборы для поверки измерителей фазового сдвига и группового времени запаздывания;
Ф2 — измерители фазового сдвига;
Ф3 — фазовращатели измерительные;
Ф4 — измерители группового времени запаздывания. . .

Подгруппа 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;
Х5 — измерители коэффициента шума;
Х6 — приборы для исследования корреляционных характеристик;
Х8 — установки или приборы для поверки измерителей характеристик радиоустройств.

Подгруппа Ч. Приборы для измерения частоты и времени

- Ч1 — установки для поверки измерителей частоты, воспроизведения образцовых частот, сличения частот сигналов;
Ч2 — частотомеры резонансные;
Ч3 — частотомеры электронно-счетные;
Ч4 — частотомеры гетеродинные, емкостные, мостовые;
Ч5 — преобразователи частоты сигнала;
Ч6 — синтезаторы частот; делители и умножители частоты;
Ч7 — приемники сигналов эталонных частот; компараторы частотные, фазовые, временные; синхронометры;
Ч9 — преобразователи частоты.

Подгруппа 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.

Подгруппа 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.

Подгруппа Я. Блоки радиоизмерительных приборов

- Я1 — блоки приборов для измерения силы тока, 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 фазового сдвига и группового времени задержки;

Я4 — блоки приборов для измерения, наблюдения и исследования формы сигналов и спектра;

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

Я6 — блоки приборов для измерения радиопомех и напряженности поля 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.

Для обозначения комбинированных приборов, предназначенных для измерения нескольких величин, к основному обозначению подгруппы добавляется буква «К». Модернизированные приборы сохраняют прежнее обозначение, но после номера модели добавляется прописная буква русского алфавита: А — первая модернизация, Б — вторая и т. д. Приборы для эксплуатации в условиях тропического климата должны иметь в обозначении после номера модели букву «Т». При конструктивной модификации ее номер обозначается арабскими цифрами после дробной черты. Например, прибор ВК7-10А/1 является вольтметром десятой модели первой модернизации первой конструктивной модификации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кущир Ф. В. и др. Измерения в технике связи. — М.: Связь, 1976.
2. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. — М.: Энергия, 1975.
3. Вейнцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1964.
4. Дворяшин Б. В., Кузнецов Л. И. Радиотехнические измерения. — М.: Советское радио, 1978.
5. Справочник по электроизмерительным приборам / Под ред. К. К. Илюнина. — Л.: Энергия, 1977.
6. Справочник по радиоизмерительным приборам / Под ред. В. С. Насонова. — М.: Советское радио, 1976, Т. 1; 1977, Т. 2; 1979, Т. 3.
7. Ефимов И. Е., Останькович Г. А. Радиочастотные линии передачи. — 2-е изд. — М.: Связь, 1977.
8. Стандарты частоты и времени на основе квантовых генераторов и дискриминаторов / Под ред. Б. П. Фатеева. — М.: Советское радио, 1978.
9. Билько М. И., Томашевский А. К., Шаров П. П., Баймуратов Е. А. Измерение мощности на СВЧ. — М.: Советское радио, 1976.
10. Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. — Л.: Энергия, 1976.
11. Шляидин В. М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. — М.: Высшая школа, 1981.
12. Электрические измерения / Под ред. А. В. Фремке. — 5-е изд. — Л.: Энергия, 1980.
13. Роговенко С. С. Радиоизмерительные приборы. — Минск: Вышешшая школа, 1972, Ч. 1; 1974, Ч. 2; 1979, Ч. 3.
14. Гришаев А. А., Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е. Интегрирующие цифровые вольтметры. — М.: Энергия, 1981.
15. Калашников В. С., Негурей А. В. Расчет и конструирование аттенюаторов СВЧ. — М.: Связь, 1980.
16. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. — М.: Радио и связь, 1981.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Ампер 18
Амперметр 59, 63, 67
Анализатор гармоник 156
Анализатор статистический 165, 248
Астазирование 63
Аттенюатор 22, 108, 133
— поглощающий 110
— поляризационный 110
— предельный 109
— резистивный 99
- Болометр 232
Быстродействие 30
- Вариация показаний 26, 62
Ваттметр 68
Величина физическая 5
— влияющая 28
Вероятность доверительная 39
Вольтметр электромеханический 59, 64, 67, 68
— электронный 75
— — аналоговый 76, 94
— — цифровой 84
- Гальваниометр 60
Генератор импульсов 114
— развертки 138
— сигналов инфразвуковых частот 97
— — низких частот 99
— — высоких частот 103
— — СВЧ 107
— шума 116
— — диодный 118
— — на газоразрядной трубке 119
— — низкотемпературный 120
— — тепловой 119
- Двухполюсник 265
Девиация частоты 169
Делитель напряжения 20
Делитель компенсированный 21
— — секционированный 20
Диаграмма круговая 284
Дисперсия 32, 36, 243
Длина волны 192
Добротность 16, 264
Единица физической величины 6
— — СИ основная 302
— — дополнительная 302
— — производная 302
Емкость 17, 265
— катушки индуктивности собственная 265
- Значение тока действующее 51
— — мгновенное 50
— — пиковое 77
— — среднее 52
— — средневыпрямленное 51
— — среднеквадратическое 51
Значение физической величины 5
— — действительное 5, 38
— — истинное 5
- Измерение 5
— абсолютное 8
— динамическое 8
— косвенное 5, 42
— относительное 8
— прямое 5
— статистическое 8
— совместное 5
Индекс частотной модуляции 169
Индуктивность действующая 264
— истинная 264
Интегратор Миллера 141
Интервал доверительный 39
Интерфейс 301

- Искашения нелинейные 161
 Испытатель ИС 272
 Калибратор амплитуды 146
 — длительности 146
 Класс точности 27
 Компенсатор 93
 Корректор 57
 Коррелометр 244
 Коэффициент амплитуды 51
 — модуляции 166
 — отклонения луча 124
 — отражения 228, 277
 — развертки осциллографа 129
 — стоячей волны 275, 280
 — формы 51
 Куметр 263, 267
 Линия задержки 134
 — — дисперсионная 160
 — передачи 274
 Логометры 55
 Мера 12
 — емкости 17
 — индуктивности 16
 — многозначная 12
 — однозначная 12
 — силы тока 18
 — сопротивления 15
 — частоты и времени 215
 — ЭДС 14
 Метод измерения 6
 — вольтметра и амперметра 229, 251
 — детектирования 168
 — дифференциальный 7
 — замещения 7, 298
 — исчезающей несущей 171
 — компенсации 7, 34, 93, 185
 — непосредственной оценки 49
 — нониусный 223
 — нулевой 7
 — осциллографический 167, 183
 — совпадения 7
 — сравнения 7, 50, 201
 — усреднения 273
 Метрология 4, 9
 Микропроцессор 300
 Модуляция амплитудная 166
 — импульсная 172
 — частотная 169
 Момент врачающий 54
 — второго порядка 243
 — первого порядка 242
 — противодействующий 54
 Мост переменного тока 256
 — — — Т-образный 259
 — — — трансформаторный 261
 Мост постоянного тока 254
 — — — двойной 255
 — — — неуравновешенный 233
 — — — уравновешенный 234
 Мощность 226
 Нестабильность частоты 222
 — — — долговременная 221
 — — — кратковременная 222
 Омметры электромеханические 252
 — электронные 253
 Ослабление вносимое 293, 294
 — собственное 294, 296
 Ответвитель направленный 237
 Отсчет 53
 Плотность вероятности 242
 — спектральная 245
 Проверка 8, 33
 Погрешность абсолютная 26, 31
 — измерения 7
 — измерительного прибора 7, 26
 — относительная 27, 31
 — приведенная 27
 — систематическая 32, 33
 — случайная 32, 34
 Послесвечение 126
 Преобразователь измерительный
 18
 — амплитудный 76, 78
 — аналого-цифровой 19, 84
 — выпрямительный 19, 72, 74
 — масштабный 19
 — оптронный 83
 — среднеквадратического значения 82, 83
 — термоэлектрический 19, 70, 82
 — цифроаналоговый 90
 — электромеханический 19
 Прибор астатический 63
 — измерительный 23
 — магнитоэлектрический 56
 — электродинамический 65
 — электромагнитный 61
 — электростатический 68
 Принцип измерения 6
 Приемник-компаратор 222
 Промах 33
 Радиометр 239
 Развертка осциллографа 126, 130
 Разрешающая способность 156

- Результат измерения** 7, 31, 46
Рефлектометр импульсный 291
Сигнал случайный 239
Синтезатор частоты 111
Синхронизация 122
Система единиц 6
— измерительная 24
Сопротивление волновое 273
— входное вольтметра 28, 79
— осциллографа 133
— полное 28
— выходное генератора 29, 99
— добавочное 59, 68
— нагрузки полное 278, 283
— потерь 265
Средства измерения 5, 11
Схемы интегральные 272
Стандарт частоты 215
Термистор 232
Термопара 71
Точность измерения 7
Трансформатор измерительный 22, 64
Усилитель измерительный 22
Условия измерений 28
Установка измерительная 24
Устройство отсчетное 53
Фазовращатель диэлектрический 181
— емкостный 180
— индуктивный 179
— низкочастотный 177
— поляризационный 182
— ступенчатый 182
— удлинитель 181
Фазометр аналоговый 187
— цифровой 188
Функция Бесселя 177
— взаимной корреляции 241
— корреляции 241
— распределения 242, 245
Характеристика динамическая 29
— амплитудно - частотная 152, 270
— переходная 152
Цена деления 53
Циркулятор 282
Частота 192
Частотная декада 112
Частотный детектор 170
Частотомер гетеродинный 206
— конденсаторный 194
— резонансный 196
— электронно-счетный (цифровой) 207
Чувствительность 26
Шкала 53
Шумы 116
— диода 117
— плазмы 117
— резистор 117
Шунт 59
Электромеханические приборы 53, 54
Электронно-лучевая трубка 122
Эталон 13
— государственный 13
— первичный 13
— вторичный 13
— копия 13
— рабочий 13

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава первая. Основные сведения о средствах измерений	11
1-1. Общие сведения	—
1-2. Меры электрических величин	12
1-3. Измерительные преобразователи	18
1-4. Измерительные приборы	23
1-5. Измерительные установки и системы	24
1-6. Основные свойства средств измерений	25
1-7. Метрологические характеристики средств измерений	30
Глава вторая. Погрешности измерений	31
2-1. Основные сведения	—
2-2. Систематические погрешности	32
2-3. Случайные погрешности	34
2-4. Суммирование погрешностей	41
2-5. Погрешность косвенных измерений	42
2-6. Некоторые правила выполнения измерений и представления результатов	45
Глава третья. Измерение тока и напряжения	49
3-1. Основные сведения	—
3-2. Электромеханические амперметры и вольтметры	53
3-3. Электронные вольтметры	75
Глава четвертая. Генераторы измерительных сигналов	96
4-1. Назначение. Классификация. Нормируемые характеристики	—
4-2. Генераторы сигналов инфразвуковых и низких частот	97
4-3. Генераторы сигналов высоких и ультравысоких частот	103
4-4. Генераторы сигналов сверхвысоких частот	107
4-5. Понятие о синтезаторах частоты	111
4-6. Генераторы импульсных сигналов	114
4-7. Генераторы шумовых сигналов	116
Глава пятая. Электронно-лучевые осциллографы	120
5-1. Назначение. Классификация. Основные характеристики	—

5-2. Электронно-лучевые трубы	122
5-3. Осциллографические развертки	126
5-4. Каналы управления лучом	133
5-5. Калибраторы амплитуды и длительности	146
5-6. Стробоскопические осциллографы	147
5-7. Некоторые особенности осциллографических измерений	151
Глава шестая. Измерение спектра и формы детерминированных сигналов	154
6-1. Общие сведения	—
6-2. Анализаторы спектра последовательного действия	155
6-3. Анализ спектра в реальном времени	160
6-4. Измерение нелинейных искажений	161
6-5. Измерение параметров модулированных сигналов	165
Глава седьмая. Измерение фазового сдвига	176
7-1. Общие сведения	—
7-2. Фазовращатели	177
7-3. Осциллографический метод	183
7-4. Компенсационный метод	185
7-5. Метод преобразования фазового сдвига в импульсы тока	187
7-6. Метод дискретного счета	188
7-7. Преобразование частоты при измерении фазового сдвига	191
Глава восьмая. Измерение частоты и интервалов времени	192
8-1. Общие сведения	—
8-2. Метод перезаряда конденсатора	194
8-3. Резонансный метод	196
8-4. Метод сравнения	201
8-5. Метод дискретного счета	207
8-6. Понятие о стандартах частоты и времени	215
8-7. Прецизионное измерение частоты и времени	218
Глава девятая. Измерение мощности	226
9-1. Основные сведения	—
9-2. Измерение поглощаемой мощности	229
9-3. Измерение проходящей мощности	237
9-4. Измерение весьма малой мощности	238
Глава десятая. Измерение характеристик случайных сигналов	239
10-1. Определения измеряемых величин	—
10-2. Измерение моментов	242
10-3. Измерение корреляционных функций	244
10-4. Измерение энергетического спектра	245
10-5. Измерение функции распределения и плотности вероятности	—
Глава одиннадцатая. Измерение параметров элементов электрических и радиотехнических устройств	249
11-1. Общие сведения	—
11-2. Метод вольтметра и амперметра	251

11-3. Мостовой метод	254
11-4. Резонансный метод	263
11-5. Метод дискретного счета	267
11-6. Измерение амплитудно-частотных характеристик	270
11-7. Измерение характеристик интегральных схем	272
Глава двенадцатая. Измерение параметров цепей сверхвысоких частот	273
12-1. Основные соотношения	—
12-2. Измерительные линии	278
12-3. Измерение коэффициента стоячей волны и коэффициента отражения	280
12-4. Измерение полного сопротивления	283
12-5. Измерение неоднородностей	291
Глава тринадцатая. Измерение ослабления	292
13-1. Виды ослабления и основные соотношения	—
13-2. Измерение вносимого ослабления	294
13-3. Измерение собственного ослабления	296
Заключение	299
Приложение 1	302
Приложение 2	308
Список литературы	313
Предметный указатель	314

ФЛОР ВАСИЛЬЕВИЧ КУШНИР
ЭЛЕКТРОРАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Редактор *С. С. Полигнотова*

Художественный редактор *Д. Р. Стеванович*

Технический редактор *А. Г. Рябкина*

Корректор *А. Н. Акимов*

ИБ № 2462

Сдано в набор 12.08.82. Подписано в печать 25.01.83. М-45501. Формат 84×108^{1/32}.
Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 16,8. Усл. кр.-отт. 16,8. Уч.-изд. л. 19,16. Тираж 60 000 экз. Заказ 91.
Цена 90 к.

Ленинградское отделение Энергоатомиздата. 191041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Набрано и сматрировано в ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградском производственно-техническом объединении «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.

Отпечатано во Владимирской типографии «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 600000, г. Владимир, Октябрьский пр., 7.