

ВЫСШЕЕ ВОЕННО-МОРСКОЕ УЧИЛИЩЕ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
имени А. С. ПОПОВА

✓

С. М. БЕНЕДИКТОВ

РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Петродворец
1973

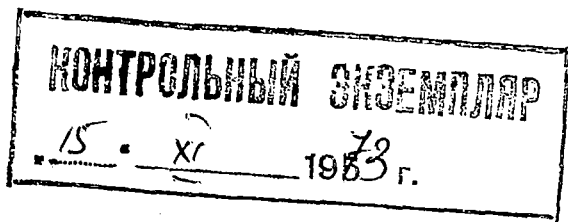
8421

Высшее военно-морское училище радиоэлектроники
им. А.С. Попова

С.М. БЕНЕДИКТОВ

РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Утверждено начальником училища
в качестве учебного пособия



Петродворец
1973

621.317

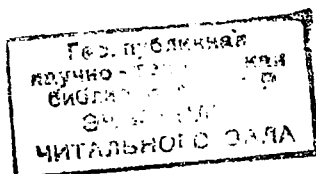
Б 46

В настоящем учебном пособии излагаются основные вопросы курса "Радиоизмерения", читаемого в училище.

Помимо принципов измерений ряда практически важных радиоэлектронных величин здесь рассматриваются основы построения и применения комбинированных измерительных приборов.

Работа выполнена под редакцией профессора, д.т.н. О.В. Щербакова.

24
13645



~~73 ед. - 8605~~
73 ед. - 8421

В в е д е н и е

Курс радиоизмерений является обязательной частью общей программы подготовки офицера - инженера Военно-Морского Флота, специалиста в области радиоэлектроники.

Прежде чем перейти к изучению конкретных методов радиоизмерений и применяемой на практике измерительной аппаратуры, остановимся на общей характеристике данного предмета, его значении и месте среди других направлений радиоэлектроники.

Значение измерений в жизни общества и в деле укрепления обороноспособности страны

Измерения в жизни человеческого общества играют громадную роль. В самом широком смысле слова измерения являются средством познания окружающего нас мира.

Даже самая простая форма отражения действительности - ее "живое созерцание" есть не что иное, как измерение. Наблюдая окружающие нас предметы и явления, мы обязательно познаем все в сравнении: "красный, а не зеленый", "большой, т.е. больше других, нам уже известных предметов" и т.д. Это самые грубые и приближенные, но все-таки измерения.

Абстрактное мышление человека помогает анализировать результаты наблюдений, делать выводы и направлять практическую деятельность на преобразование окружающей действительности.

Это преобразование тесно связано с совершенствованием орудий труда, которыми владеет человек, а эффективность последних зависит и от того, насколько развиты методы и технические средства измерения. Справедливость

данного положения стала особенно очевидной в наши дни, дни бурного развития научной мысли и технических средств, которыми владеет человек.

Здесь уместно вспомнить слова Президента Академии наук СССР М.В. Келдыша, говорившего: "Есть три отрасли, которые являются базой всякого производства. Это энергетика, это рациональные материалы и исходные вещества, это методы и средства измерения, контроля и управления производственными процессами".

Общий прогресс науки и техники неразрывно связан с развитием радиоэлектроники и в том числе радиоэлектронных измерений. В настоящее время радиоизмерения или радиоэлектронные измерения (что является более общим и более широким понятием, чем радиоизмерения) охватывают очень большое количество измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин. С такого рода измерениями приходится иметь дело при производстве, эксплуатации и ремонте различной радиоэлектронной аппаратуры, при применении методов радиоэлектронного контроля и управления в различных областях науки, хозяйства нашей страны и оборонной техники.

Методы и средства измерения и контроля, а также управления техникой приобретают особенно важное значение в условиях Вооруженных Сил, в частности в условиях Военно-Морского Флота.

Нужно всегда помнить слова В.И. Ленина о том, что в войне "берет верх тот, у кого величайшая техника, организованность, дисциплина и лучшие машины...".

Коммунистическая партия и Советское правительство, исходя из того, что пока сохраняется империализм, будет оставаться опасность войны, одной из своих задач ставит задачу неустанного укрепления боевой мощи наших Вооруженных Сил. В Программе КПСС записано: "Партия будет неустанно заботиться о подготовке беззаветно преданных делу коммунизма командных, политических и технических кадров армии и флота, комплектуемых из лучших представителей советского народа".

Наши армия и флот оснащаются передовой и очень сложной техникой, в том числе техникой, составляющей радиоэлектронное вооружение (РЭВ) нашего Военно-Морского Флота. Эта техника создается на основе последних достижений науки и неразрывно связана с общим состоянием промышленности страны. Здесь, как нигде, сказываются те факторы, которые определяют возможности производства, т.е. наличие определенных энергетических ресурсов, наличие необходимых исходных материалов, а также наличие и определенный уровень средств управления и контроля, следовательно, наличие средств измерения.

Процесс измерения в производстве, управлении, эксплуатации и особенно в боевом использовании РЭВ не просто познавательный процесс. Измерение входит составной частью в обслуживание эксплуатируемого объекта. Обобщенная схема эксплуатации того или иного объекта вне зависимости от его конкретного целевого назначения и схемных особенностей дана на рис. I.



Рис. I

По существу эксплуатация радиоэлектронной техники представляет собой цепь непрерывных измерений, а отдельные стороны боевого применения этой техники являются измерениями в прямом смысле этого слова. Так, например, определение радиотехническими методами координат и элементов движения целей (радиолокация или гидролокация) есть измерения этих величин, производимые радиоэлектронными схемами.

Необходимость знания принципов и методов измерений

Измерительные приборы, применяемые в радиоэлектронике, зачастую представляют собой сложные и дорогостоящие схемы. Чтобы правильно пользоваться ими, надо знать их возможности, принцип действия и особенности.

Часто среди лиц, которые занимаются измерениями, но в силу различных причин не имеют достаточной квалификации, бытуют два ошибочных мнения.

Первое из них состоит в том, что можно, не прибегая к измерениям и не пользуясь измерительными приборами, оценить состояние радиоэлектронной схемы по каким-то показателям, непосредственно воспринимаемым нашими органами чувств (свечение некоторых электронных приборов и пр.).

Второе ошибочное мнение состоит в том, что измерительные приборы могут "автоматически" дать результат измерения, достаточно лишь подключить в схему измерительный прибор. Но чтобы сделать правильные суждения об интересующей нас величине, надо знать особенности измерительного прибора, что подчас является решающим в измерении.

Рассмотрим пример использования осциллографа для наблюдения формы короткого импульса некоторой последовательности импульсов (рис. 2). При этом может быть такой случай. Наблюдая осциллограмму на экранах двух разнотипных осциллографов, мы получим две сильно отличающиеся картины, например, такие, как показано на рис. За и рис. 3б. Столь большая разница в осциллограммах при исследовании одного и того же напряжения может свидетельствовать лишь о различных свойствах того и другого осциллографа. И действительно, анализ этих измерительных приборов показывает, что они отличаются полосой пропускания. Спектр частот короткого импульса очень широк, и нужно, чтобы полоса пропускания осциллографа соответствовала ширине этого спектра, иначе импульс через схему осциллографа будет проходить с искажениями.

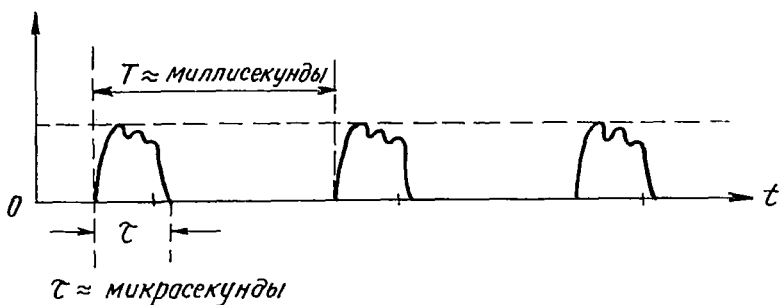


Рис. 2

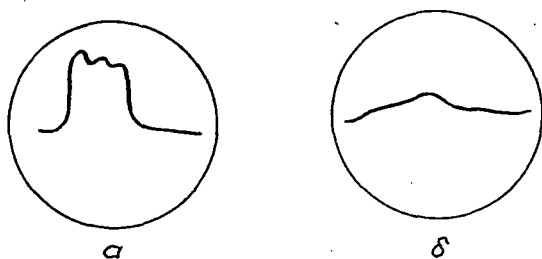


Рис. 3

Другим примером, показывающим необходимость знания особенностей измерительных приборов, может служить пример измерения несинусоидального по форме напряжения двумя вольтметрами, имеющими различную схемную основу. В практике может получиться такое положение, когда результаты измерений этими двумя вольтметрами будут отличаться друг от друга на 20–50%, и при этом оба вольтметра будут достаточно точными. Эту разницу нельзя отнести за счет естественных случайных отклонений величин параметров соответствующих приборов. Очевидно, что объяснение такого различия в результатах измерений можно искать только в неучтенных отличиях в принципе действия, схеме прибора и в тех особенностях, которые имеет применение такого прибора для измерений.

Нетрудно видеть, что если ведутся контрольные измерения с целью выявления того, годна или нет данная

радиоэлектронная схема, то незнание особенностей измерительного прибора может привести к необоснованному забраковыванию данной схемы, или наоборот к тому, что схема будет признана годной к эксплуатации, хотя на самом деле она характеризуется выходом ее параметров за пределы нормы. В зависимости от выполняемой контролируемой схемой роли ошибочные выводы о состоянии этой схемы могут иметь самые различные последствия вплоть до срыва выполнения боевого задания.

Путь развития радиоизмерений

Радиоизмерения развивались вместе со становлением радиотехники и радиоэлектроники. Необходимость подтвердить или доказать высказанные теоретические положения диктовали задачи радиоизмерительному направлению радиоэлектроники. Но бывало и обратное - измерения определяли развитие теории.

Трудно сказать, когда впервые в радиотехнике началось применение радиоизмерений и радиоизмерительных приборов. Не лишне в этой связи вспомнить, что первый, созданный А.С. Поповым прибор - грозоотметчик, послуживший началом всей радиотехнике, был по существу измерительным прибором - индикатором возникающих при грозовом разряде электромагнитных колебаний.

Вся история развития радиоэлектроники - это вместе с тем и история развития радиоизмерений. Современные радиоизмерительные приборы, имея большие возможности, представляют собой сложные схемы и не уступают подчас по сложности и стоимости самим исследуемым радиоэлектронным устройствам.

Если электротехника послужила той базой, на которой развивалась радиотехника, то и радиоизмерения имели своей почвой электрические измерения. Однако радиоизмерения в своем развитии приобрели определенные специфику и отличия от электрических измерений.

Электрические измерения имеют своей задачей изуче-

ние методов и средств контроля процесса передачи электрической энергии. Задача радиоизмерений состоит в изучении методов и средств контроля процессов создания, преобразования и передачи сигналов, несущих информацию.

Особенностями радиоизмерений можно считать, во-первых, использование их для контроля чрезвычайно большого числа различных параметров и характеристик радиоэлектронных схем.

Во-вторых, радиоизмерения характерны тем, что методы радиоизмерений широко используются в различных областях науки и техники для измерений различных, в том числе неэлектрических величин.

Наконец, третьей особенностью радиоизмерений следует считать очень широкий диапазон возможных значений измеряемых величин, как электрических и магнитных, так и неэлектрических.

Эти особенности радиоизмерений обуславливают многообразие и сложность применяемой радиоизмерительной аппаратуры. В зависимости от назначения измерительного прибора, особенностей исследуемой им схемы, диапазона измеряемых величин и от других факторов принципиальное решение прибора и правила его эксплуатации будут иметь конкретные выражения.

Классификация радиоизмерительных приборов

Для ориентировки в том большом количестве радиоизмерительных приборов, которое выпускается сейчас промышленностью, необходима их классификация. Она установлена междуведомственной нормалью НИО 019.000. Принципы классификации и сокращенных обозначений приборов состоят в следующем.

Все радиоизмерительные приборы разбиты на группы в зависимости от своего назначения. Сокращенно группы обозначаются прописной буквой русского алфавита (табл. 7). Если прибор помимо основной функции выполняет и другие,

к установленному буквенному индексу группы добавляется прописная буква К ("комбинированные" приборы).

Подгруппа приборов в данной группе приборов обозначается цифрами 1, 2, 3 и т.д., которые ставятся правее буквенного индекса. Затем через черточку пишется число, соответствующее конкретному типу измерительного прибора. Для модернизированных приборов добавляется буква А (1-я модернизация), Б (2-я модернизация) и т.д. Примеры обозначений приведены в табл. I.

Т а б л и ц а I

Группа приборов	Буквен. индекс	Примеры
I	2	3
Приборы для измерения тока (<u>амперметры</u>)	А	
Источники питания для измерительных приборов (" <u>батареи</u> ")	Б	
Приборы для измерения напряжения (<u>вольтметры</u>)	В	В7-2 - вольтметр ламповый; ВК7-1 - ампервольтметр
<u>Генераторы</u> измерительные	Г	Г3-2, Г3-33 - звуковые генераторы, Г4-18А - генератор стандартного сигнала, ГК4-19А - радар-тестер (комбинированный прибор, см. гл. 7)
Аттенюаторы и <u>делители</u> напряжения	Д	Д4-1 - предельный, Д5-7 - поглощающий аттенюаторы, Д6-3 - делитель напряжения
Приборы для измерения параметров в устройствах с сосредоточенными (<u>"единицами"</u> постоянными)	Е	ЕД-1 - измеритель добротности
Приборы для <u>импульсных</u> измерений	И	И2-1А - калибратор дистанций
Аппаратура <u>контроля</u> радиоэлектронных устройств	К	

I	2	3
Приборы для измерения параметров <u>ламп</u> и полупроводниковых приборов	Л	Л1-2 - испытатель ламп, Л2-1 - испытатели транзисторов
Приборы для измерения <u>мощности</u>	М	М3-1 - измеритель малых мощностей
Приборы для измерения напряженности <u>поля</u> и <u>радиопомех</u>	П	П3-1 - измеритель напряженности поля, П4-1А - измеритель радиопомех
Приборы для измерения параметров в устройствах с <u>распределенными постоянными</u>	Р	Р1-5 - измерительная линия, Р2-7 - измеритель полных сопротивлений
Приборы для исследования формы сигналов и <u>спектра</u>	С	С1-20 - осциллограф, С2-2 - измеритель модуляции; С4-5 - анализатор спектра, С6-1 - измеритель нелинейных искажений
<u>Усилители</u> измерительные	У	У3-1 - усилитель катодный однокаскадный
Приборы для измерения сдвига <u>фаз</u> и запаздывания	Ф	Ф2-1 - фазометр
Приборы для наблюдения и исследования <u>характеристик</u> радиоустройств	Х	Х2-1 - измеритель переходных характеристик
Приборы для измерения <u>частоты</u>	Ч	Ч2-10 - резонансный, Ч3-2 - электронно-счетный, Ч4-1 - гетеродинный волномер; Ч5-1 - кварцевый калибратор
<u>Элементы</u> коаксиальных и волноводных устройств	Э	Э5-2 - направленный ответвитель, Э9-1 - нагрузочное сопротивление эквивалентное
Функциональные узлы и модули радиоизмерительных приборов	Я	

В графе I табл. I подчеркнуты слова, давшие основания буквенному индексу данной группы приборов.

Некоторые особенности современных измерений

Развитие техники радиоизмерений происходило не только потому, что усложнялась радиоэлектронная техника и расширялся круг решаемых ей задач. Она развивалась еще и потому, что со временем изменялась точка зрения на те общие метрологические концепции, которые лежат в основе всех измерений вообще, и радиоэлектронных в частности.

Раньше, например, считалось, что любая из измеряемых в радиоэлектронике величин имеет строго определенное значение, которое называлось истинным (обозначим его в общем случае A). В задачу измерения входило определение этого значения с помощью некоторого измерительного прибора.

Так как любой измерительный прибор не был совершенным и допускал при измерении ошибку, то результат измерения всегда был отличным от истинного значения A . Если брать все более и более точный прибор, то результаты измерений будут приближаться к истинному значению A , и в пределе возможно получение этого значения, т.е. возможно абсолютно точное измерение.

Сейчас это основное положение измерений пересматривается, и, очевидно, более близкой к действительности является следующая картина. Все измеряемые величины следует рассматривать как случайные, характеризуемые некоторыми законами распределения с плотностью вероятностей $f(A)$ и соответствующими числовыми характеристиками (математическим ожиданием, дисперсией и другими моментами).

Следовательно, даже абсолютно точным измерительным прибором (если предположить его возможность) можно в лучшем случае получить "мгновенное" значение данной величины. Оно вряд ли может интересовать нас с точки зрения познания истинного значения измеряемой величины, тем более, что предсказать, каким будет значение этой величины в наперед заданный момент времени, нельзя.

Ошибки измерительного прибора и метода измерений еще более усложняют картину. При этом, основываясь на законах распределения $f(A)$ - измеряемой величины и $f(x)$ - ошибок измерений, можно определить только вероятность того, насколько правилен полученный результат измерения.

В нашем распоряжении в общем случае будет сумма случайных величин A - возможных значений измеряемой величины и x - случайных ошибок измерения: $A + x = Y$ - тоже случайная величина. Выделить отдельные слагаемые этой суммы невозможно - это означало бы практически невозможный случай абсолютно точного измерения. Поэтому при оценке того, какое значение имеет измеряемая величина, мы ориентируемся на величину Y .

Если при контроле той или иной величины задается интервал ее допустимых значений $A_H \div A_B$, то очевидно волей-неволей мы должны считать, что если Y лежит в указанных пределах, то и измеряемая величина не выходит за пределы нормы. Однако это не всегда так, и истинное положение вещей может быть оценено только лишь с точки зрения вероятностной.

Конечно в ряде практически встречающихся ситуаций можно не принимать во внимание случайного характера измеряемой величины и считать, что она имеет строго фиксированное значение. Точно так же возможны случаи, когда можно пренебречь случайными ошибками измерений. Ниже, в гл. 1 рассматриваются эти случаи.

В современной радиоэлектронике случайный характер величин не только должен учитываться, но часто требуется проводить специальные измерения для определения параметров и характеристик случайных процессов. Это объясняется тем, что во многих случаях радиоэлектроника сейчас стала наукой о случайных процессах в сложных системах.

В данном учебном пособии исследуемые величины полагаются неслучайными. Это объясняется тем, что в таком случае легче понять сам принцип измерения той или иной

величины. В заключительной части пособия будут даны основные сведения об измерениях параметров случайных величин.

Задачи курса "Радиоизмерения" и построение данного пособия

В соответствии с действующей программой подготовки специалистов радиоэлектроники ВМФ данное учебное пособие решает задачу рассмотрения принципов и методов основных радиотехнических измерений и особенностей их практического использования в измерительных приборах.

Объем курса определяет изучение измерений только определенного круга радиотехнических величин.

При изучении методов и принципов измерений в дальнейшем широко используются структурные и функциональные схемы измерительных устройств и приборов. Надо помнить, что почти в любом случае для обеспечения нормального функционирования измерительной схемы необходимы источники питания. В изучаемых ниже схемах источники питания не показываются, но всегда надо предполагать их наличие, помня, что без соответствующего источника питания схема не может выполнять свои функции.

В большинстве случаев изучение измерения той или иной величины иллюстрируется только структурной схемой данного прибора или метода измерения. Такой подход к методике изучения измерений определяется поставленной выше задачей курса. Принципиальные схемы, применяемые в измерениях, изучаются в различных смежных с радиоизмерениями курсах, и нет необходимости специально рассматривать эти вопросы в настоящем курсе и данном учебном пособии.

Не изучаются здесь, как правило, и конкретные измерительные приборы. В необходимых случаях на них делаются ссылки. Исключение составляют лишь такие сложные приборы, какими являются комбинированные радиолокационные

приборы - радар-тестеры, изучению которых посвящена специальная глава.

Надо иметь в виду, что хорошо понятые метод данного измерения и его особенности позволят не только пользоваться каким-то определенным измерительным прибором, но и быстро разобраться в любом новом приборе для измерения данной величины, имеющей тот же физический смысл.

Излагаемый ниже материал расположен таким образом, чтобы дать достаточное представление об особенностях данного метода измерения и его возможностях.

Последовательность изучения глав данного пособия не является обязательной. Но желательно, чтобы гл. 2 предшествовала последующим главам. В гл. 2, помимо вопросов измерения тока и напряжения, даются общие рекомендации по применению измерительных приборов, которые следует использовать в дальнейшем.

В курсе радиоизмерений, как ни в каком другом, особую важность имеет практическая работа с измерительными приборами. Изучая последние, надо стремиться не к получению при этом какого-то определенного результата и не к запоминанию последовательности операций, рекомендуемых инструкцией по эксплуатации данного прибора, а к сознательному изучению теоретических основ метода измерения, реализованного в данном измерительном приборе.

Эти теоретические основы методов измерений различных наиболее часто встречающихся в практике величин и изложены в данном учебном пособии.

Г л а в а I

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

§ I.I. Методы радиоизмерений

Измерением называется совокупность действий, выполняемых с помощью определенных средств измерения. Цель этих действий – нахождение числового значения исследуемой величины в принятых единицах измерения.

Средства измерения (измерительные средства) представляют собой технические устройства, позволяющие произвести те действия, которые в конечном счете дадут числовое значение интересующей нас величины. Примером средств измерения являются широко известные измерительные приборы, предназначенные для измерения различных электрических и радиотехнических величин. В общем случае измерительным прибором называется устройство, воспринимающее измеряемую величину A , преобразующее ее в другую величину A' , которая фиксируется тем или иным индикатором, вызывая показания α последнего. Функциональная схема измерительного прибора показана на рис. I.I.I.

Преобразование исследуемой величины A в измерительном приборе может сопровождаться сравнением ее с некоторой эталонной величиной $A_{эт}$. Тогда в измерительном приборе необходимо наличие специальной схемы для воспроизведения эталонной величины $A_{эт}$. Такое устройство называется мерой данной величины. Мерами являются такие, например, устройства, как источники образцовых (эталон-

ных) напряжений в цифровых вольтметрах (см. § 2.6) или генераторы эталонных частот в гетеродинных частотомерах (об этих приборах говорится в § 5.4 и 5.6), встречаются и другие устройства, реализующие возможность воспроизведения эталонной величины.

Приборы, в которых производится сравнение измеряемой величины A с эталонной $A_{ЭТ}$, называются компарирующими.

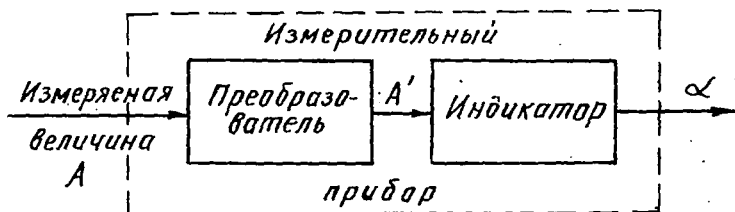


Рис. 1.1.1

Если в измерительном приборе такого сравнения не производится, то он называется прибором непосредственной оценки. Надо иметь в виду, что предварительная градуировка таких приборов на заводе-изготовителе, как правило, производится с использованием меры данной величины.

Измерения радиотехнических величин могут быть прямыми и косвенными.

Прямое измерение дает результат, непосредственно определяющий числовое значение искомой величины. Он не требует использования уравнений, связывающих искомую величину с другими. Примерами таких измерений могут служить: измерение напряжения вольтметром, шкала которого имеет градуировку в вольтах, или измерение амперметром, по шкале которого можно снять показания непосредственно в амперах и т.д. Не надо, однако, думать, что прямое измерение исключает совершенно какие-либо преобразова-

Специальный
образец
ЭКЗЕМПЛЯР
ЧИТАЛЬНОГО ЗАЛА

ния показаний приборов. Иногда, чтобы получить результат измерения, следует умножить показания прибора на некоторый множитель. Он находится по верхнему пределу измерения данным прибором, который может меняться при неизменной шкале в зависимости от произведенных изменений в схеме прибора (см. § 2.1). Иногда необходимость введения множителя в показания прибора обуславливается особенностями схемы прибора и самого процесса измерения данной величины. Примеры этих случаев приведены в § 2.5 и 2.8.

Косвенные измерения основаны на вычислении искомой величины по другим величинам, измеренным прямыми методами. При этом должна быть известна функциональная связь между этими величинами. Так, например, величина сопротивления резистора R_x постоянному току может быть вычислена по измеренным I - току, протекающему по резистору, и падению напряжения U на этом резисторе, т.е. $R_x = \frac{U}{I}$.

Всегда предпочтительнее прямые измерения, так как они не связаны с вычислениями, производятся быстрее, проще и не несут в себе опасности ошибки, связанной с вычислениями. Но не всегда и не все величины могут быть измерены прямыми методами.

Любая величина, измеряемая тем или иным прибором и тем или иным из указанных выше способов, имеет определенное значение, которое называется истинным - $A_{ист}$. Строго говоря, любая измеряемая величина является случайной, т.е. меняющейся во времени случайным образом. Это означает, что на основе статистических свойств этой величины мы можем утверждать с некоторой вероятностью, что истинное значение данной величины лежит в интервале $A_{ист.н} \div A_{ист.в}$. Но в дальнейших рассуждениях мы будем полагать, что случайными изменениями величин можно пренебречь, и измеряемые величины будем считать неслучайными и имеющими неизменяющееся истинное значение $A_{ист}$.

До опыта (до измерения) мы приблизительно знаем зна-

чение измеряемой величины, и это приближение может быть очень грубым. Опыт (измерение) позволяет узнать это значение более точно. Степень точности зависит от того, насколько правильно мы применяем измерительные приборы и насколько они точны. В любом случае, измеряя данную величину данным методом и данным измерительным прибором, мы допускаем ошибку или погрешность измерения. Поэтому результат измерения отличается от истинного значения измеряемой величины. Это отличие будет всегда, но, конечно, заранее сказать, насколько велико оно, нельзя. В ряде случаев оно может быть и очень малым (даже пренебрежимо малым). Истинное значение измеряемой величины, строго говоря, остается нам неизвестным, и его можно представить лишь как некоторое предельное значение, к которому стремятся результаты измерений по мере повышения их точности.

Введенные выше понятия ошибок и погрешностей мы положили идентичными, хотя вообще-то они имеют различие. В настоящем пособии по ряду причин будут использоваться как равноправные оба эти термина. В данной главе термин "ошибка" будет встречаться чаще термина "погрешность", хотя последний с введением последних руководящих документов приобретает большую законность.

Иногда вместо истинного значения искомой величины используют так называемое действительное значение A_g — значение, получаемое в результате измерения данной величины таким прибором, ошибкой которого для данного случая можно пренебречь.

§ 1.2. Классификация ошибок измерений

Чтобы правильно и обоснованно использовать в практике результаты измерений, несущих в себе неизбежные ошибки, надо знать величину и знак ошибки или по крайней мере интервал значений, в котором она с той или иной вероятностью может находиться. Рассмотрим виды

ошибок, которые могут иметь место в практике измерений, и пути их учета, а также способы возможного уменьшения их влияния.

Абсолютной ошибкой ΔA измерения величины A называется разность между результатом измерения A_1 и величиной A . Абсолютная ошибка определяется формулой (1.2.1), в которой A - истинное значение измеряемой величины (иногда вместо истинного значения в этой формуле берут действительное значение измеряемой величины). Таким образом, под A понимают либо истинное, либо действительное значение измеряемой величины)

$$\Delta A = A_1 - A. \quad (1.21)$$

Стметим, что всегда, как это сделано в (1.2.1), надо из результата данного измерения A_1 вычитать A .

Абсолютная ошибка имеет размерность измеряемой величины (например, вольт, ватт, мегагерц и т.д.). Поскольку величина A в (1.2.1) нам неизвестна, то остается неизвестной и сама величина ΔA - абсолютной ошибки измерения. Часто на основе тех или иных соображений (вероятностных, например) определяют максимальное для данного прибора или для данного метода измерения значение абсолютной ошибки, а так как она может иметь тот или иной знак, ее пишут в виде $\pm \Delta A$.

Иногда оценку абсолютной ошибки производят, сравнивая показания данного прибора с показаниями другого (образцового) прибора, т.е. такого прибора, ошибкой которого в данном случае можно пренебречь.

Надо отметить, что ошибка данного измерения, т.е. та точность, с которой мы определяем искомую величину, не тождественна ошибке применяемого для измерения измерительного прибора. Результирующая ошибка измерения, как правило, больше той ошибки, которая характеризует данный прибор. На результат измерения кроме прибора оказывают влияние различные факторы, в том числе особенности исследуемой схемы, внешние условия, в которых проводится измерение, особенности органов чувств и психики самого экспериментатора и т.д. Все это будет способ-

ствовать увеличению общей ошибки измерения, которая будет больше ошибки самого прибора.

Абсолютная ошибка не всегда полно характеризует как точность прибора, так и точность результата измерения. Например, если абсолютная ошибка при измерении частоты $\Delta f = \pm 1.5 \text{ МГц}$, то это еще ничего не говорит о степени точности измерения. Все будет зависеть от того, какая частота измерялась. При измерении частоты $f \approx 2 \text{ МГц}$ такая ошибка очевидно недопустима; если же измерялась частота, имеющая порядок тысяч мегагерц, то эта ошибка оказывается не столь уж существенной. Поэтому наряду с абсолютной ошибкой вводится понятие так называемой относительной ошибки γ_A , определяемой формулой (I.2.2), которая определяет, сколько процентов составляет абсолютная ошибка от измеряемой величины.

$$\gamma_A = \frac{\Delta A}{A} 100\% = \frac{A_1 - A}{A} 100\% . \quad (1.2.2)$$

В формуле (I.2.2) неизвестны две величины: ΔA и A . Если относительно первой выше было сказано, что она может быть оценена, то A нам неизвестна, ибо в противном случае не имел бы смысла и сам процесс измерения. Поэтому наиболее часто в (I.2.2) в знаменателе будет не A , а A_1 - результат измерения, и выражение для относительной ошибки измерения запишется в виде формулы (I.2.3).

$$\gamma_A = \frac{\Delta A}{A_1} 100\% = \frac{A_1 - A}{A_1} 100\% . \quad (1.2.3)$$

Применяя последнюю формулу к измерениям с помощью широко используемых в практике стрелочных измерительных приборов непосредственной оценки, можно сказать, что выражение (I.2.3) не может служить характеристикой точности того или иного прибора, по которой можно выбрать прибор для данного измерения. Это объясняется тем, что при заданной величине ΔA - абсолютной ошибки формула (I.2.3) будет давать различные значения относительной

ошибки при различных значениях измеряемой величины A_1 , и δ_A будет тем меньше, чем больше измеряемая величина.

Поэтому характеристикой точности стрелочного измерительного прибора принято считать относительную ошибку измерения величины, равной верхнему пределу измерительного прибора $A_{ном}$ (так называемое номинальное значение измеряемой прибором величины). Если нижний предел шкалы равен нулю, что имеет место в большинстве применяемых приборов, то такая ошибка называется приведенной относительной ошибкой, или классом точности прибора и определяется выражением

$$\delta_{п} = \frac{\Delta A}{A_{ном}} 100\% = \frac{A_1 - A}{A_{ном}} 100\% . \quad (1.2.4)$$

Вид шкалы одного из возможных измерительных приборов показан на рис. 1.2.1.

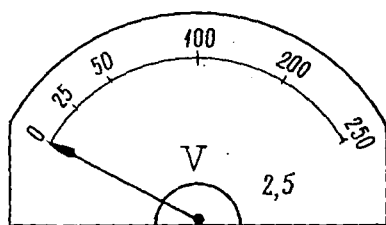


Рис. 1.2.1

Не надо думать, что прибор данного класса точности всегда обуславливает относительную ошибку измерения, численно равную его классу точности. Если, например, $\delta_{п} = 2,5\%$, т.е. прибор имеет класс точности 2,5, — это значит, что при измерении предельно допустимого для данного прибора (номинального) значения измеряемой величины $A_{ном}$ может быть допущена относительная ошибка не больше 2,5%. Строго говоря, эта ошибка может быть

и больше, но вероятность допустить ошибку, большую 1,5%, будет пренебрежимо малой.

При измерении величин, меньших $A_{ном}$, относительная ошибка будет иной. Если из (1.2.4) найти величину ΔA и подставить ее в формулу (1.2.3), то относительная ошибка данного измерения A_1 прибором класса точности γ_n будет записана в виде формулы (1.2.5).

$$\gamma_{A_1} = \gamma_n \cdot \frac{A_{ном}}{A_1} . \quad (1.2.5)$$

Так при измерении напряжений прибором, шкала которого показана на рис. 1.2.1, получаются следующие значения относительной ошибки: $\gamma_{A_1} = 2,5\%$ при $A_1 = A_{ном} = 250\text{В}$ (это наивысшая точность для данного прибора); $\gamma_{A_1} = 6,25\%$ при $A_1 = 100\text{В}$, $\gamma_{A_1} = 12,5\%$ при $A_1 = 50\text{В}$, $\gamma_{A_1} = 25\%$ при $A_1 = 25\text{В}$. Этот пример показывает, что для более точного измерения данной величины следует применять прибор с таким верхним пределом измерения, чтобы показания прибора A_1 были бы возможно ближе к его верхнему пределу (номинальному значению).

Стрелочные измерительные приборы не могут иметь произвольный класс точности. Соответствующим ГОСТом установлены следующие восемь классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0. Условное обозначение класса точности на шкале прибора понятно из рис. 1.2.1 (см. также § 2.7).

Итак, любое измерение сопровождается неизбежной большей или меньшей ошибкой, которая может быть оценена указанным выше способом. Анализ причин ошибок показывает, что ошибки можно разделить на три группы: промахи, систематические ошибки и случайные ошибки. Остановимся на анализе этих групп ошибок.

Промахи — это грубые ошибки, которые значительно отличают результат данного измерения от истинного значения и от других результатов измерений той же величины (если измерение производилось в одних и тех же условиях, тем же прибором неоднократно). Примерами прома-

хов могут служить неправильные записи результатов измерений, отсчет, снятый ошибочно, не по той шкале и т.д.

Считается, что промахи, как явно ошибочные результаты, не следует принимать во внимание. Но здесь возникает два вопроса. Если речь идет о серии измерений одной и той же величины, то что должно служить критерием промаха, — насколько должен отличаться результат данного измерения от остальных, чтобы считать его промахом? Если же мы имеем дело с единичным результатом, то как определить, что это промах? Мы не знаем значения измеряемой величины, и по одному измерению ничего не можем сказать о том, насколько он близок к значению измеряемой величины.

На первый вопрос ответ дается на основе статистического анализа результатов измерений. Имея в своем распоряжении серию результатов, можно установить критерий, по которому можно определить промах. На второй же вопрос нельзя дать ответа. Исключение здесь составляет разве лишь тот случай, когда в процессе измерения производится уточнение приблизительно известного ранее значения интересующей нас величины.

Часто в целях наглядности при изучении измерений проводят аналогию между измерениями неизвестной величины и стрельбой по мишени. Действительно, определенное сходство между этими явлениями есть, но с той лишь существенной разницей, что при стрельбе нам точно известно положение точки, в которую следует попасть, а при измерениях результаты производимых измерений должны определить положение точки, т.е. дать возможность определить искомую величину. Кроме того, при стрельбе по мишени, например, точно определены границы той зоны, попадания за которые означают промах. На рис. 1.2.2а показан случай промаха, т.е. попадания за пределы площади, которая ограничена последней concentрической окружностью.

Промахи особенно опасны при единичных измерениях, т.е. тогда, когда измерение проводится один раз, а по

результату измерения делаются те или иные выводы о состоянии интересующей нас схемы. Поэтому измерение необходимо производить очень внимательно и соблюдать все правила эксплуатации прибора, изложенные в соответствующих документах. Кроме того, надо знать хорошо измерительные приборы, так как часто причиной ошибок может служить именно незнание особенностей измерительных приборов. В ряде приборов, например, возможна и бывает допустима многозначность показаний (гетеродинные волнометры и др.). Выбрать из нескольких результатов тот, который соответствует действительности, а значит и избежать промаха, можно только при хорошем знании схем и особенностей измерительного прибора.

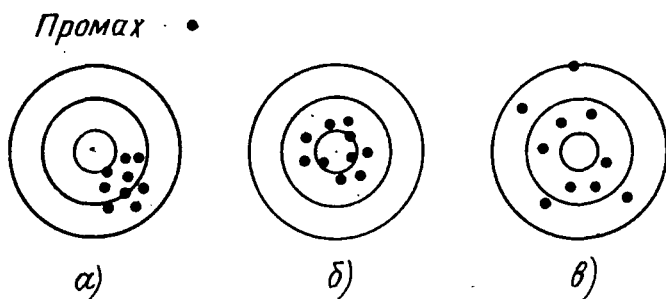


Рис. I.2.2

§ I.3. Систематические ошибки измерений и пути уменьшения их влияния

Пусть некоторая величина измерялась одним и тем же прибором в одних и тех же внешних условиях многократно. При анализе результатов измерений можно установить, что все результаты отличаются друг от друга. Но можно установить и следующее. Все результаты, отличаясь друг от друга, вместе с тем могут оставаться меньше или наобо-

рот больше некоторого значения, в том числе значения измеряемой нами величины. Ошибки, которые сохраняют свой знак при повторении измерения той же величины, называются систематическими ошибками. Эти ошибки делают все результаты измерений завышенными или заниженными сравнительно с величиной, которую мы измеряем. Систематические ошибки могут, сохраняя знак, меняться по величине от измерения к измерению, но это изменение должно подчиняться определенной закономерности.

Продолжая рассмотрение аналогичной измерению ситуации, имеющей место при стрельбе по мишени, можем сопоставить рис. 1.2.2а и 1.2.2б, которые отличаются наличием (а) и отсутствием (б) систематической ошибки в прицеливании стрелка. Подчеркнем вновь, что в случае стрельбы по мишени систематическая ошибка явно видна, так как нам заранее известна точка прицеливания (центр мишени), в которую надлежит попасть. При измерении же серия результатов измерений не всегда дает явное свидетельство о наличии систематической ошибки. В силу этого необходим анализ причин и особенностей систематических ошибок, имеющих место при измерении.

Все систематические ошибки можно разделить на следующие три группы.

Первая группа систематических ошибок. Это ошибки, природа, величина и знак которых нам известны. Примером таких ошибок может служить ошибка измерения частоты резонансным волномером СВЧ - диапазона. Она вызывается изменением размеров колебательной системы волномера (его объемного резонатора) при изменении температуры окружающей среды. Градуировка волномера проводится при определенной температуре, т.е. при определенных размерах резонатора. Изменение температуры приводит к появлению при измерении систематической ошибки, которую легко учесть, если бы при изготовлении волномера был проведен предварительный анализ этого явления.

В общем случае, составив для данного прибора таблицу или график, отражающие зависимость величины и знака

систематической ошибки от величины фактора, являющегося ее причиной, можно определить поправку, которую надо вводить в результат измерения. Поправка — это взятая с обратным знаком систематическая ошибка данного измерения. Ее надо сложить алгебраически с полученным результатом измерения и таким образом в значительной степени снизить или даже совсем устранить влияние систематической ошибки первой из рассматриваемых нами групп. Надо, конечно, учитывать, что возможность определения поправок, которые надо вводить в результаты измерений, не такое простое дело. Здесь требуется тщательный предварительный анализ свойств измерительного прибора и особенностей условий его эксплуатации.

Вторая группа систематических ошибок характеризуется тем, что известны причины этих ошибок, но неизвестны знак и величина их. Так, для измерительных приборов характерно изменение (в основном возрастание абсолютной величины) систематической ошибки с увеличением времени эксплуатации прибора. Это вызывается естественным старением деталей, изменением параметров схемы измерительного прибора и другими причинами. Установить количественное соотношение между временем эксплуатации измерительного прибора и характеристиками точности его не удается. На этом пути можно предложить только один метод уменьшения влияния такого рода ошибок — периодическую проверку данного прибора на точность показаний. Проверка обычно производится сравнением показаний данного прибора с другим (образцовым) прибором, в точности показаний которого мы уверены.

В вопросе выбора образцового прибора не может быть произвола и решений, основанных на субъективных факторах. Такие проблемы решаются в государственном масштабе и основываются на метрологических принципах, разработанных международными организациями. В нашей стране действует целая система так называемых поверительных учреждений, занимающихся вопросами контроля измеритель-

ных приборов. Основные черты этой проблемы освещены в заключении данного пособия.

Ошибки рассматриваемой группы нельзя целиком отнести за счет причин, вызванных старением приборов. Иногда причиной таких ошибок является неправильное включение прибора, и часто экспериментатор в силу недостаточной квалификации может не видеть причин ошибки. Так, рассматриваемое в виде примера в § 2.8 неправильное включение электронного вольтметра так, что "земля" вольтметра соединена с точкой относительно высокого потенциала в схеме, приводит к дополнительной систематической ошибке в измерении напряжения.

Можно сделать вывод о том, что уменьшение влияния систематических ошибок и этой группы связано с достаточно хорошим знанием особенностей измерительных приборов и методов измерений. Кроме того, для уменьшения влияния этой группы ошибок надо правильно эксплуатировать измерительные приборы, своевременно проверяя их на точность.

Обратимся к третьей, наиболее опасной, группе систематических ошибок. Это ошибки, о существовании которых мы часто даже не подозреваем. В данном случае трудно хотя бы приблизительно указать возможный источник ошибок: он может быть как в свойствах данного измерительного прибора, так и в особенностях экспериментатора. Наконец, причиной ошибки может быть особенность выбранного метода измерения или самой измерительной схемы. Часто причиной ошибки является результат совокупного действия многих факторов, в том числе и указанных выше. Единственной рекомендацией по уменьшению влияния ошибок рассматриваемой группы может служить совет — сделать измерение, если это возможно, несколькими не зависящими друг от друга способами.

Ко всему этому необходимо добавить, что часто систематическая ошибка может быть обусловлена свойствами самого исследуемого объекта, определенный параметр которого мы измеряем. Так, например, при повороте излу-

чащей антенны РЛС может меняться средняя мощность в данной полосе частот, что будет отмечаться как некоторая систематическая ошибка измерения ваттметром, измеряющим проходящую в антенну мощность. Не зная истинной причины этого эффекта, его можно отнести за счет каких-то неизвестных источников ошибок в схеме ваттметра. Но такой вывод был бы необоснованным.

Устранение или по крайней мере уменьшение систематических ошибок требует не только хорошего знания методов и средств измерения, но также и хорошего знания самих исследуемых схем.

Точность измерения во многом зависит от навыков и опыта экспериментатора, но эти качества могут быть приобретены прочно и надолго только тогда, когда они базируются на хороших теоретических знаниях измерений и тех схем, которые исследуются измерительными приборами, применяемыми в практике.

§ 1.4. Случайные ошибки измерений

При проведении серии N измерений одной и той же величины одним и тем же прибором и по возможности в одних и тех же внешних условиях результат каждого измерения наряду с рассмотренной систематической ошибкой будет содержать также и случайную ошибку.

Эта ошибка обусловлена совокупностью очень многих причин, изменяющих свойства измерительного прибора, и других факторов, определяющих результат измерения.

Строго говоря, любое измерение дает результат, несущий в себе и систематическую и случайную ошибки. Имея сейчас в виду анализ случайных ошибок, будем полагать, что систематические ошибки отсутствуют. Ниже будет дано сравнение влияния тех и других ошибок и рекомендации по учету и тех и других ошибок.

Опыт, имеющийся в нашем распоряжении относительно характера и величины случайных ошибок измерений, гово-

рит о том, что случайные ошибки подчинены следующим трем закономерностям.

1. Вероятность случайной ошибки тем меньше, чем больше абсолютная величина этой ошибки.

2. Случайные ошибки, равные по абсолютной величине, равновероятны.

3. С ростом абсолютной величины вероятность ошибки асимптотически стремится к нулю. Начиная с некоторой величины ошибки, вероятность ее практически равна нулю.

К этим трем положениям добавляется следующий постулат (постулат Гаусса): Наиболее вероятным $A_{вер}$ значением измеряемой величины A является среднее арифметическое результатов n измерений $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$, т.е.

$$A_{вер} = \frac{A_1 + A_2 + \dots + A_n}{n} = \frac{\sum A_i}{n}. \quad (1.4.1)$$

Справедливость постулата в большинстве случаев чувствуется. И действительно, случайные ошибки, имея небольшие абсолютные значения, должны располагаться на числовой оси по обе стороны от нуля и при этом, если n — достаточно большое число, среди всех результатов найдутся два практически одной и той же абсолютной величины, но противоположных по знаку. При сложении они дадут нуль. Следовательно, сумма, стоящая в числителе (1.4.1), меняется так, что с ростом числа измерений $A_{вер}$ будет приближаться к A — истинному (или действительному) значению измеряемой величины. Каждый результат измерения можно представить в виде: $A_i = A + x_i$, где x_i — случайная ошибка данного измерения. Подставляя это в формулу (1.4.1), получим

$$A_{вер} = \frac{\sum_{i=1}^n (A + x_i)}{n} = \frac{nA}{n} + \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} = A + \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}. \quad (1.4.2)$$

Таким образом, с ростом n , если выполняется постулат Гаусса и справедливы три указанных выше опытных положе-

ния, среднее из результатов измерений стремится к истинному значению измеряемой величины.

В этом случае можно доказать строго математически, что плотность вероятности случайных ошибок определяется так называемым нормальным или Гауссовым законом распределения (I.4.3). График этого закона представлен на рис. I.4.I.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\}. \quad (I.4.3)$$

В формуле (I.4.3) x - текущее значение случайной ошибки, σ - среднеквадратичное значение ее, квадрат этой величины $\sigma^2 = D$ называется дисперсией и характеризует разброс величин случайных ошибок. Последняя величина в определенном смысле аналогична разбросу попаданий вокруг центра мишени. Сравнивая случаи (б) и (в) - рис. I.2.2, можно отметить, что дисперсия (разброс) результатов в случае (в) больше, чем в случае (б).

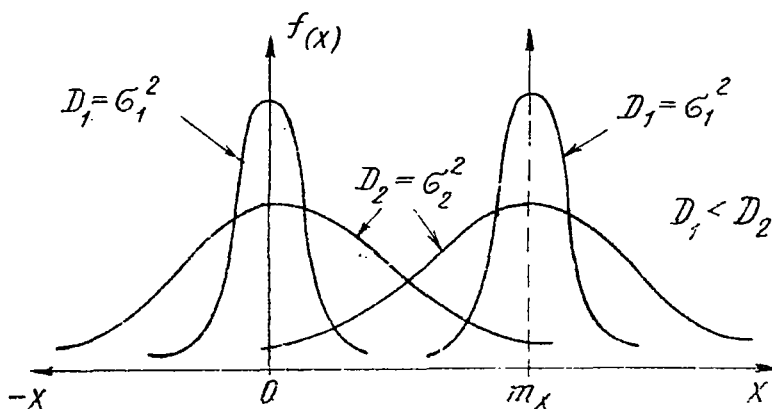


Рис. I.4.I

Наличие в результатах измерения также и систематической ошибки приводит к изменению аналитической зависимости (I.4.3), которая для этого случая примет вид (I.4.4). График этой функции, как видно из рис. I.4.I,

будет сдвинут на m_x относительно (I.4.3). Известная из теории вероятностей величина m_x — математического ожидания случайной величины в данном случае, когда мы говорим о случайных ошибках измерения, есть значение систематической ошибки измерения

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left\{ -\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2} \right\}. \quad (1.4.4)$$

Случаи (а) и (б) рис. I.2.2 иллюстрируют сказанное и представляют собой: первый — совокупность результатов, характеризующих серию попаданий, имеющих некоторую дисперсию и несущих систематическую ошибку, второй — совокупность результатов приблизительно с той же дисперсией, но при отсутствии систематической ошибки.

Наличие систематической ошибки m_x в результатах измерений дает следующий ряд измеренных значений:

$$A_1 = A + m_x + x_1, \quad A_2 = A + m_x + x_2 \dots, \quad A_n = A + m_x + x_n.$$

Подставив эти величины в (I.4.2), получим:

$$A_{\text{вер}} = A + m_x + \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}. \quad (1.4.5)$$

Очевидно, что если m_x — систематическая ошибка измерения значительно больше, чем порядок величин случайных ошибок, то нет смысла делать серию n измерений и вычислять результат по (I.4.5). Это объясняется тем, что последнее слагаемое в (I.4.5), являясь суммой слагаемых, каждое из которых и так значительно меньше m_x , дает очень малую величину, а ошибка определится большей величиной математического ожидания m_x .

Другое дело, когда m_x имеет величину значительно меньшую порядка случайных ошибок. Тогда в (I.4.4) и (I.4.5) величиной m_x можно пренебречь, и при увеличении n — числа измерений последнее слагаемое

в (I.4.5) будет стремиться к нулю, а $A_{вер}$ - к A - истинному значению измеряемой величины.

Таким образом, можно сделать следующий вывод. Если систематическая ошибка существенно больше случайной, то нет смысла делать больше одного измерения. Если же определяющей является случайная ошибка, то надо произвести ряд измерений и получить результат в виде (I.4.I). О выборе числа измерений и о способах получения окончательного результата измерения говорится в следующем параграфе. Отметим, что типовые электроизмерительные приборы как раз и характеризуются тем, что систематическая ошибка их (класс точности) значительно больше случайных ошибок измерения. Такие приборы применяются для однократных измерений, и пытаться повысить точность измерения за счет повторения измерения и вычисления среднего (I.4.I) для таких приборов не имеет смысла.

Знание закона распределения плотности вероятностей случайной ошибки позволяет определить вероятность того, что ошибка лежит в заданном интервале $-x_H \div +x_H$, или имеет абсолютную величину, не выходящую за пределы интервала $0 \div x_H$. Указанную вероятность P_{x_H} следует находить интегрированием (I.4.3) в заданных пределах: интеграл такого вида в элементарных функциях не представляется. Но методами численного интегрирования значения таких интегралов для различных значений величин

x_H рассчитаны с высокой точностью. Имеются очень подробные таблицы так называемой функции ошибок $erf(x_H/\sqrt{2})$ (сокращение английских слов *error function*). Вид функции ошибок показан на рис. I.4.2, а аналитическое выражение ее приводится формулой (I.4.6)

$$erf\left(\frac{x_H}{\sqrt{2}}\right) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{x_H}{\sqrt{2}}} e^{-t^2} dt = P_{x_H} \quad (1.4.6)$$

Величину случайной ошибки x_H можно определить в единицах σ - среднеквадратичного значения ее, т.е.

считать $x_n = \nu \cdot \sigma$, где ν – некоторое число, безусловно положительное. Тогда вероятность P_{x_n} по (I.4.6) будет для данной серии измерений зависеть от числа ν при данной характеристике разброса σ^2 . Число ν будет определять ширину так называемого доверительного интервала (в единицах σ), а вероятность P_{x_n} называют доверительной вероятностью.

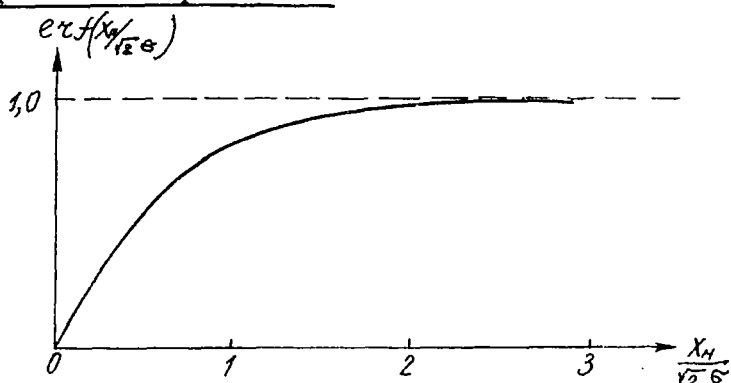


Рис. I.4.2

Некоторые значения P_{x_n} и ν сведены в табл. I.4.I.
Таблица I.4.I

ν	P_{x_n}	ν	P_{x_n}	ν	P_{x_n}	ν	P_{x_n}
I,282	0,80	I,439	0,85	I,643	0,90	I,960	0,95
I,310	0,81	I,475	0,86	I,694	0,91	2,053	0,96
I,340	0,82	I,513	0,87	I,750	0,92	2,169	0,97
I,371	0,83	I,554	0,88	I,810	0,93	2,325	0,98
I,404	0,84	I,597	0,89	I,880	0,94	2,576	0,99
						3,000	0,997
						3,290	0,999

Из приведенных в табл. I.4.I данных видно, что вероятность ошибки, выходящей за пределы интервала $\pm 3\sigma$, равна $1 - 0,997 = 0,003$. Такой вероятностью в большинстве случаев можно пренебречь и считать, что $\pm 3\sigma$ – интервал максимально возможных значений ошибок, и ошибка,

большая, чем $1/3 \sigma$ практически невозможна. В литературе это называют "правилом трех сигм".

Правильнее, однако, подходить к вопросу о том, какой величиной случайной ошибки следует ограничиться, — задаваясь величиной вероятности, с которой мы хотим получить результат измерения.

§ 1.5. Статистическая обработка результатов измерений

Из предыдущего параграфа следует, что среднее значение результатов измерений, несущих в себе случайные ошибки согласно (1.4.2), по мере роста числа измерений приближается к истинному значению измеряемой величины. Если число измерений достаточно большое (в пределе бесконечно большое), среднее значение равно практически истинному значению искомой величины. Усреднение дает результат, находящийся тем ближе к истинному значению, чем больше результатов усредняется.

Очевидно, что практически число результатов измерений не может быть очень большим, и чем меньше измерений сделано, тем проще и быстрее можно провести обработку результатов. Но особенности случайных ошибок, позволяющие использовать свойство среднего из результатов измерений, проявляются лишь при достаточно большом числе измерений. Таким образом, при обработке результатов измерений, несущих случайные ошибки, борются две тенденции: с одной стороны желательно, чтобы число измерений было возможно меньшим, с другой стороны — оно должно быть достаточно большим, чтобы проявились статистические свойства ошибок.

Если кроме случайных ошибок результаты измерений несут в себе еще и систематическую ошибку, то число измерений должно определяться величиной систематической ошибки. Об этом говорится в конце данного параграфа.

Рассмотрим вопрос о том, какие выводы можно сделать

об измеряемой величине на основе конечного числа n результатов измерений: A_1, A_2, \dots, A_n , несущих в себе случайные ошибки.

На основе этих n измерений истинного значения величины A получить нельзя — мы можем лишь оценить искомую величину, и эта оценка будет иметь вероятностный характер.

Последнее обстоятельство объясняется следующим образом.

Любая оценка (будем обозначать оценку соответствующей величины той же буквой, но снабженной знаком \sim сверху) \bar{A} , полученная на основе результатов A_1, A_2, \dots, A_n , являясь функцией этих случайных величин, сама будет случайной величиной. Это значит, что если мы возьмем n других результатов измерений $A_{11}, A_{12}, \dots, A_{1n}$, той же величины, то получим другое значение оценки \bar{A}_1 и т.д. И для любой другой (номера i) совокупности (выборки) результатов измерений мы будем получать свою оценку \bar{A}_i , которую в силу ее случайности предсказать заранее невозможно.

К оценке \bar{A} величины A обычно предъявляются следующие требования, с которыми мы и будем подходить к той или иной оценке.

1. Оценка должна быть состоятельной, т.е. при возрастании числа n измерений \bar{A} должно стремиться к A .

2. Оценка должна быть несмещенной. Это означает, что замена величины A ее оценкой \bar{A} не приводит к появлению систематической ошибки, или математическое ожидание оценки есть сама величина A .

3. Оценка должна быть эффективной или должна характеризоваться наименьшей дисперсией: $D[\bar{A}] = \frac{\sigma^2}{n}$.

Истинное значение или математическое ожидание искомой величины A можно найти только по результатам бесконечно большого числа опытов. Ограниченное число опытов может быть использовано для нахождения оценки $\bar{A} = \bar{m}_n$ математического ожидания величины A . Согласно выше-

указанному постулату Гаусса, оценку можно записать в виде формулы (I.5.1)

$$\bar{A} = \tilde{m}_A = \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{n} = A + \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}, \quad (1.5.1)$$

в которой x_i - случайная ошибка данного измерения.

Данная оценка, как это доказывается в соответствующей литературе, является несмещенной и состоятельной, а для нормального закона распределения ошибок также и эффективной. При этом следует заметить, что несмещенность оценки обеспечивается, если предположить, что оценка дисперсии результатов измерений определяется по формуле (I.5.2). Это выражение - не совсем средний квадрат разностей $A_i - \tilde{m}_A$, чем по смыслу должна быть дисперсия, а несколько иная величина, ибо в знаменателе стоит не n - число измерений, а величина, на единицу меньшая

$$\tilde{D}_A = \tilde{\sigma}_A^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (A_i - \tilde{m}_A)^2}{n-1} \quad (1.5.2)$$

Полученное на основе (I.5.1) значение оценки \bar{A} представляет собой случайную величину. Распределение этой величины согласно центральной предельной теореме - нормальное. Дисперсия оценки \bar{A} или, что все равно, дисперсия оценки математического ожидания \tilde{m}_A равна сумме дисперсий слагаемых в (I.5.1), т.е. сумме дисперсий, определяющих ошибки измерений, при условии независимости слагаемых. Так как каждое слагаемое в (I.5.1) умножается на $\frac{1}{n}$ - постоянный множитель, то на основании известной из теории вероятностей формулы получим для значения дисперсии суммы

$$D \tilde{m}_A = \sigma_{\tilde{m}_A}^2 = \sum_{i=1}^n \frac{1}{n^2} \tilde{\sigma}_A^2 = \frac{\tilde{\sigma}_A^2 \cdot n}{n^2} = \frac{\tilde{\sigma}_A^2}{n} \quad (1.5.3)$$

А для среднеквадратичных отклонений отсюда получится следующее соотношение

$$\sigma_{\tilde{m}_A} = \frac{\tilde{\sigma}_A}{\sqrt{n}} \quad (1.5.4)$$

На рис. 1.5.1 показаны качественные особенности распределений случайных величин A_i и оценки математического ожидания \tilde{m}_A искомой величины. Математические ожидания A_i и \tilde{m}_A совпадают, но согласно (1.5.4) среднеквадратичное значение оценки математического ожидания оказывается в \sqrt{n} раз меньше среднеквадратичного значения результатов измерений.

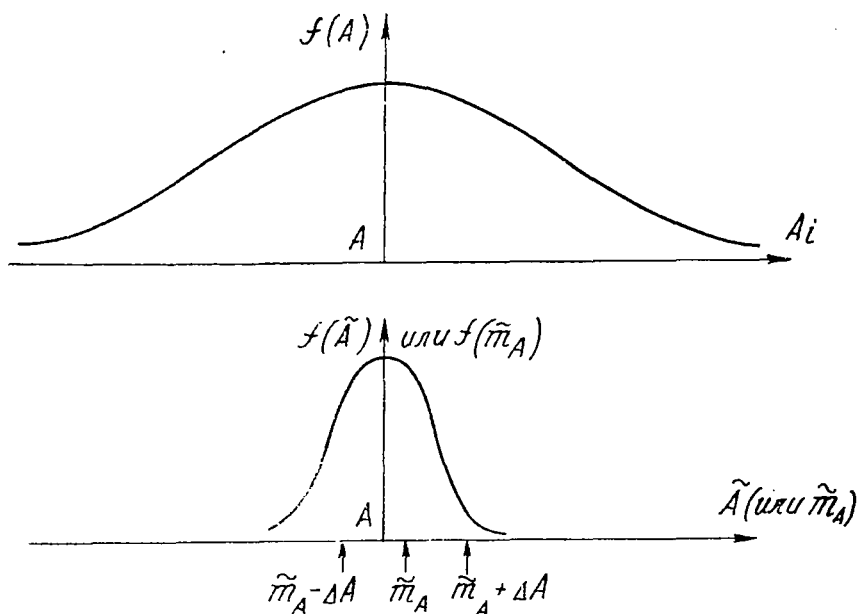


Рис. 1.5.1

Обратимся к качественной оценке получающихся результатов. Вероятность того, что значение искомой величины A совпадает с полученной по (1.5.1) оценкой,

практически равна нулю. Это и понятно, ибо вероятность того, чтобы случайная величина \tilde{m}_A точно попадет на точку A числовой оси, пренебрежимо мала.

Определим искомую величину в виде $A = \tilde{m}_A \pm \Delta A$, где $\pm \Delta A$ - интервал значений величины A , который в предыдущем параграфе был назван доверительным.

С некоторой вероятностью $P_{\text{дв}}$ (доверительной вероятностью), о которой говорилось в предыдущем параграфе, можно утверждать, что интервал значений $\pm \Delta A$ "накроет" точку числовой оси, соответствующую истинному значению A . Это иллюстрируется рис. 1.5.16.

Чем больше доверительный интервал, тем с большей доверительной вероятностью мы можем утверждать, что истинное значение измеряемой величины лежит в этом интервале. Теоретически, если желательно получить достоверный результат измерения (доверительная вероятность $P_{\text{дв}} = 1$), то доверительный интервал $\Delta A = \pm \infty$. Такой результат можно получить, не производя никаких измерений, ибо он лежит в бесконечно широком интервале значений.

Чем уже интервал значений ΔA , тем с меньшей вероятностью это можно утверждать. И здесь мы еще раз приходим к выводу о том, что при $\Delta A = 0$ вероятность того, что $A = \tilde{m}_A$, тоже равна нулю.

Используя методику, изложенную в предыдущем параграфе, можно, задаваясь той или иной доверительной вероятностью, найти по табл. 1.4.1 число ν среднеквадратичных значений $\sigma_{\tilde{m}_A}$, которое дает соответствующий доверительный интервал, т.е. в конце концов определить по формуле (1.5.5) величину ΔA :

$$\Delta A = \nu \cdot \sigma_{\tilde{m}_A} \quad (1.5.5)$$

Тогда результат измерения величины A можно записать в виде

$$A = \tilde{m}_A \pm \nu \cdot \sigma_{\tilde{m}_A} \quad (1.5.6)$$

с вероятностью $P_{\text{дв}}$, соответствующей определенному числу ν согласно табл. 1.4.1.

Остановимся на вопросе о числе необходимых измерений. Если результаты измерений содержат только случайные ошибки, то, чем больше сделано измерений, тем лучше, ибо по (I.5.4) уменьшается $\sigma_{\bar{m}A}$ и, следовательно, интервал $\Delta A = \nu \cdot \sigma_{\bar{m}A}$ при той же доверительной вероятности.

Теперь рассмотрим случай, когда измерения связаны с наличием определенной систематической ошибки. Пусть ее величина будет δ . Уменьшение случайных ошибок целесообразно вести до тех пор, пока общая ошибка будет определяться только указанной систематической ошибкой. Иными словами, доверительный интервал должен быть меньше систематической ошибки δ , а если брать предельный случай, то можно записать формулу (I.5.7), в которой K - заданное число, показывающее, во сколько раз доверительный интервал может быть меньше систематической ошибки. Это число в большинстве случаев не берется больше 10, а зачастую бывает и меньше.

Используя (I.5.3), получим формулу (I.5.8)

$$\nu \cdot \sigma_{\bar{m}A} \leq \frac{\delta}{K}; \quad (1.5.7)$$

$$n \geq \frac{\tilde{\sigma}_A^2}{\delta^2} \cdot K^2 \cdot \nu^2 \quad (1.5.8)$$

Таким образом, если имеется характеристика разброса случайных ошибок - дисперсия, величина систематической ошибки и заданные числа K и ν , характеризующие и отношение величины систематической ошибки к доверительному интервалу и сам доверительный интервал соответственно, то можно оценить необходимое (минимальное) число измерений.

Пусть $\delta^2 = 0,25$; $\tilde{\sigma}_A = 0,15$; $K = 3$; $\nu = 1,95$ (доверительная вероятность $P_{\infty} = 0,95$). Расчет по формуле (I.5.8) показывает, что надо произвести не менее 10 измерений.

Г л а в а 2

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

§ 2.1. Общие сведения об измерении тока и напряжения

Измерение тока и напряжения в радиоэлектронных схемах производится очень часто и является одним из важнейших измерений. При этом надо иметь в виду, что помимо непосредственного измерения тока и напряжения, часто некоторая интересующая нас величина определяется косвенно через измеренные ток или напряжение. Любой сложный радиоэлектронный измерительный прибор имеет в своей схеме устройство для измерения тока или напряжения. Кроме того, общие принципы измерения тока и напряжения имеют много общего с принципами измерения других радиоэлектронных величин. Поэтому начнем изучение измерений величин, встречающихся в практике эксплуатации радиоэлектронных схем, с изучения методов и приборов для измерения тока и напряжения.

В зависимости от различных факторов, характеризующих измеряемый ток или напряжение, в первую очередь от величины и рода тока, принцип действия или система измерительного прибора и конкретная реализация его схемы могут быть самыми различными. Но независимо от этого существуют общие требования, которым должен удовлетворять любой прибор, в том числе амперметр и вольтметр.

Помимо общих технических требований, таких как простота и надежность конструкции, минимально возможные для данного прибора габариты и вес, малая стоимость.

удобство в эксплуатации, долговечность и т.д., все приборы должны удовлетворять следующим требованиям.

1. Приборы должны обеспечивать необходимые точность и чувствительность.

2. Приборы должны давать возможность непосредственного измерения интересующей нас величины в заданном диапазоне. Отсчет этой величины должен производиться просто, без введения поправок и множителей.

3. Приборы должны потреблять возможно меньшую мощность в исследуемой схеме.

4. Показания приборов (кроме частотомеров) должны возможно меньше зависеть от частоты тока и исследуемой схемы.

5. Показания приборов должны возможно меньше зависеть от изменений внешних условий: температуры, влажности, механических воздействий, различных полей и т.д.

Развитие радиоэлектроники и техники радиоэлектронных измерений может добавить к этим требованиям и другие. В частности, сейчас к приборам, которые применяются для измерений в сочетании с электронно-счетными устройствами, следует предъявить требование получения данных об измеряемой величине в виде, удобном для ввода в электронно-вычислительные машины.

Рассмотрим несколько подробнее перечисленные выше требования, предъявляемые к измерительным приборам, в частности к амперметрам и вольтметрам.

1). Точность и чувствительность прибора должны иметь определенные значения. Любой прибор представляет собой устройство, преобразующее измеряемую величину A в показание α отсчетного приспособления (см. рис. I.I.I.). Таким образом, α является функцией A :

$$\alpha = f(A). \quad (2.1.1)$$

В результате различных причин, о которых говорилось в гл. I, эта функция случайным образом меняется во времени, что является одной из причин неточности измерения. Иногда дело осложняется еще и тем, что мы не знаем до-

статочно точно даже и среднего во времени значения функции (2.1.1), около которого эта функция меняется во времени за счет дестабилизирующих факторов. В таком случае точность измерения будет еще ниже, и можно сказать, что точность измерения определяется в частности тем, насколько точно известна нам функция (2.1.1).

Чувствительность прибора S называется число, показывающее, на сколько единиц изменяется отсчет α при изменении измеряемой величины A на одну единицу, т.е.

$$S = \frac{df(A)}{dA} = \frac{d\alpha}{dA} \quad (2.1.2)$$

В частности, если на небольшом участке изменения величины A можно функцию $f(A)$ полагать линейной, то

$$S = \frac{\Delta\alpha}{\Delta A}$$

2). Второе требование - удобство в эксплуатации.

Оно означает, в частности, возможность, если это необходимо, быстрого изменения предела измерения и даже, как это делается в комбинированных приборах, изменение целевого назначения прибора (переход от амперметра к вольтметру или омметру и другие изменения).

Пусть предельный ток прибора I_H - это ток, вызывающий отклонение стрелки до максимального деления шкалы, - "на всю шкалу", а собственное сопротивление прибора Z_H . Тогда измерительный прибор, в зависимости от градуировки его шкалы, может быть либо амперметром с предельным (или номинальным) значением тока I_H , либо вольтметром, у которого предельное (или номинальное) значение измеряемого напряжения $U_H = I_H \cdot Z_H$.

Предельные значения измеряемых тока и напряжения можно изменить, включая в схему прибора специальные резисторы (шунты и добавочные сопротивления), величины сопротивлений которых определяются следующим образом.

Схема прибора с включенным в него шунтом, предназначенным для расширения предела измерения тока, показана на рис. 2.1.1. На этой схеме $Z_{ш}$ - резистор, являющийся-

ся шунтом. Сопротивление его для расширения предела измерения тока в ρ раз рассчитывается по формуле (2.1.3)

$$z_{ш} = \frac{z_H}{\rho - 1} \quad (2.1.3)$$

Формула (2.1.4) дает возможность определить величину z_g добавочного сопротивления, которым обладает резистор, включаемый в схему прибора для расширения предела измерения напряжения в ρ раз:

$$z_g = z_H(\rho - 1) \quad (2.1.4)$$

Схема включения резистора z_g показана на рис. 2.1.2.

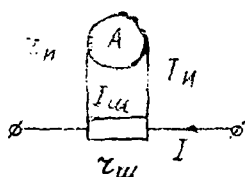


Рис. 2.1.1

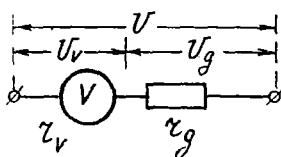


Рис. 2.1.2

Надо отметить, что использование схем, показанных на рис. 2.1.1 и 2.1.2, в общем увеличивает ошибку измерения прибором сравнительно с той ошибкой, которую он имел без включенных $z_{ш}$ или z_g , т.е. при измерении I_H и U_H . Выигрывая в удобстве измерения (переход включением специальных резисторов от одного предела измерения к другому и от измерения одной величины к другой), мы проигрываем в точности измерения. Этот проигрыш зависит от степени точности в определении значений сопротивлений резисторов $z_{ш}$ и z_g .

Удобство обращения с приборами зависит также от характера шкалы прибора. Желательно, чтобы зависимость, которая представлена формулой (2.1.1), была бы линейной, тогда можно точнее и проще снять отсчет по шкале и интерполировать деления шкалы, оценивая на глаз доли делений.

3). Потребляемая прибором мощность должна быть минимальной. Измерительные приборы включаются в исследуемую цепь либо последовательно с сопротивлением R исследуемой схемы (как амперметры), либо параллельно этому сопротивлению (как вольтметры). Схемы включения приборов показаны на рис. 2.1.3 и 2.1.4, где Z_A и Z_V - собственные сопротивления амперметра и вольтметра соответственно.

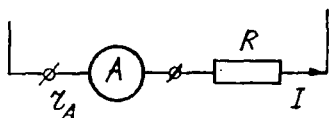


Рис. 2.1.3

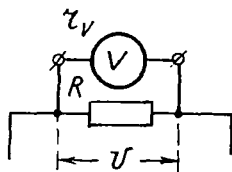


Рис. 2.1.4

В последовательной цепи (рис. 2.1.3) полная мощность

$$P = P_R + P_A = I^2 R + I^2 \cdot Z_A. \quad (2.1.5)$$

Сравнительно с $P_R = I^2 R$ - мощностью исследуемой цепи, мощность $P_A = I^2 Z_A$ будет тем меньше, чем меньше сравнительно с R собственное сопротивление Z_A амперметра. Таким образом, получаем условие, обеспечивающее возможно меньшую мощность, потребляемую амперметром:

$$Z_A \ll R. \quad (2.1.6)$$

Рассуждая аналогично в отношении параллельной цепи (рис. 2.1.4), получим условие

$$P = U^2 \frac{R + Z_V}{R \cdot Z_V} = \frac{U^2}{Z_V} + \frac{U^2}{R}, \quad (2.1.7)$$

откуда видна зависимость между величинами сопротивлений

$$Z_V \gg R, \quad (2.1.8)$$

при которой потребляемая вольтметром мощность будет значительно меньше мощности исследуемой цепи.

4). Независимость показаний приборов от частоты измеряемого тока - одно из важнейших требований при измерении в цепях переменного тока вида (2.1.9) и вообще в цепях переменного тока:

$$i = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) . \quad (2.1.9)$$

Показания прибора должны определяться величиной I_m или связанной с ней некоторой постоянной величиной напряжения и не должны зависеть от частоты ω измеряемого тока. Принципиально зависимость показаний прибора от частоты ω определяется тем, что сопротивление прибора надо считать не активным, а комплексным, и схему прибора надо представлять так, как она показана на рис. 2.1.5.

На этой схеме $Z_{пр}$ - активное сопротивление прибора. Ток через него в конечном счете вызывает отклонение стрелки. Индуктивность $L_{пр}$ связана с токонесущей частью прибора, куда включаются соединительные провода и клеммы прибора. Емкость $C_{пр}$ образуется в цепи, шунтирующей токонесущую часть прибора, а C_3 является емкостью прибора относительно "земли". Первая емкость $C_{пр}$ зависит от конструкции и вида деталей прибора, в первую очередь от размеров конструктивных элементов. Емкость C_3 зависит от тех же факторов, а также от расположения прибора относительно окружающих предметов.

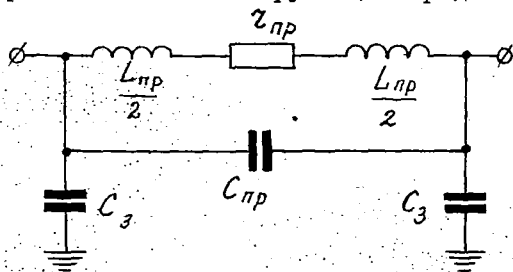


Рис. 2.1.5

Следовательно, величину емкости C_3 можно уменьшать, располагая прибор дальше от массивных металличе-

ских предметов, стен и т.п., т.е. уменьшая емкость между прибором и этими предметами. Величины $L_{пр}$, $C_{пр}$ и C_3 - так называемых паразитных реактивностей, известны лишь приблизительно, и влияние их на работу прибора можно оценить только качественно. На низких частотах этими реактивностями можно пренебречь, и сопротивлением прибора будет активное сопротивление $Z_{пр}$.

С возрастанием частоты ω емкостные сопротивления уменьшаются, а индуктивное - возрастает, ток $I_{пр}$, вызывающий отсчет по шкале, меняется так, как показано на рис. 2.1.6. Пунктирная линия на этом рисунке характеризует идеальный с позиций рассматриваемого требования прибор, т.е. такой, у которого показания не зависят от частоты. На частотах, близких к резонансной частоте схемы (рис. 2.1.5), т.е. когда $\omega_p = 1/\sqrt{L_{пр}(C_{пр}+C_3)}$, возможно и увеличение показаний прибора сравнительно с величиной $I_{пр.о.}$

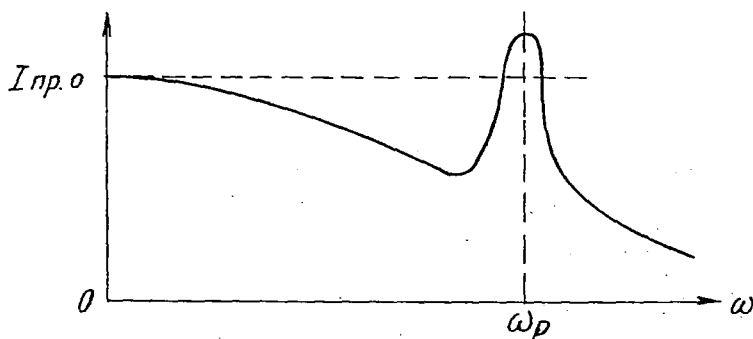


Рис. 2.1.6

5). Малая зависимость показаний приборов от изменений внешних условий.

Функцию (2.1.1) с учетом действия на измерение меняющихся внешних условий можно записать в виде

$$\alpha = \varphi(A, B_1, B_2, \dots, B_n). \quad (2.1.10)$$

Под B_i ($i = 1, 2, \dots, n$) в (2.1.10) надо понимать такие величины, как температура, напряженности внешних полей и т.д.

С точки зрения рассматриваемого требования, прибор хорош, когда все $\frac{d\alpha}{dB_i}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) очень малы. Возможные меры, принятые при конструировании прибора (применение специальных материалов, экранировка полей и др.), не могут дать желаемого эффекта, по крайней мере по всем параметрам B_i .

Надо помнить, что для повышения точности измерения необходимо эксплуатировать измерительный прибор в нормальных, т.е. определенных техническими характеристиками прибора, условиях. Иногда для определенного диапазона изменения того или иного параметра (например, температуры) можно вносить в показание прибора соответствующую поправку, заранее рассчитанную при градуировке прибора на заводе-изготовителе. Чаще всего этого не бывает, и необходимо соблюдать правила эксплуатации прибора, а также периодически проверять его по более точным приборам с целью установить, не изменилась ли функция в процессе эксплуатации (2.1.10). Основные сведения о проверке приборов даны в заключении к данному пособию.

Таковы основные требования, предъявляемые к приборам, измеряющим ток и напряжение.

При выборе прибора для данного измерения надо в первую очередь исходить из принципа действия прибора (системы прибора), а после этого обосновывать предельные значения шкалы, класс точности и другие характеристики прибора.

В § 2.7 дана сводка основных систем приборов и условные обозначения, наносимые на их шкалах. Сейчас же мы остановимся подробнее на некоторых, наиболее широко используемых системах измерительных приборов.

§ 2.2. Системы приборов, основанные на взаимодействии магнитных полей

Измеряемый ток I , или ток I' , функционально связанный с измеряемым напряжением U , протекая по эквивалентному сопротивлению $Z_{пр}$ измерительного прибо-

ра, образует вокруг него магнитное поле определенной и однозначно связанной с током I величины. В измерительных приборах, основанных на взаимодействии магнитных полей, токонесущим элементом обычно является катушка из ω витков той или иной конфигурации. Магнитное поле катушки может взаимодействовать с магнитным полем другого элемента измерительного прибора, вызывая поворот подвижной части измерительного прибора.

Возможны следующие реализации этого принципа измерительных приборов.

1. Взаимодействие магнитного поля катушки с полем постоянного магнита. В результате этого взаимодействия может поворачиваться вокруг своей оси либо катушка, либо магнит. В любом случае подвижный элемент связан со стрелкой измерительного прибора, положение которой относительно нуля шкалы и отсчитывается. При соответствующей градуировке угол поворота стрелки может служить отсчетом при измерении необходимой величины.

Такой принцип измерения лежит в основе магнитоэлектрической системы измерительных приборов.

2. В электромагнитной системе приборов токонесущая катушка неподвижна. Внутри нее может перемещаться ферромагнитный сердечник определенной конфигурации, который намагничивается полем катушки. С сердечником связано поворотное устройство и стрелка.

3. Поворот подвижной части прибора может осуществляться за счет взаимодействия магнитных полей двух катушек, из которых одна неподвижна. Токи в катушках связаны с измеряемым током. Такая система приборов называется электродинамической. Если обе катушки имеют железные сердечники, то такая разновидность электродинамической системы называется ферродинамической системой.

Во всех указанных выше системах любой, даже очень малый ток вызвал бы отклонение подвижной части на максимально возможный угол, если бы не специальное устройство, создающее механический противодействующий момент. Конструктивно оно представляет собой пружины, препятст-

вущие вращению подвижной части прибора. Такая конструкция позволяет установить однозначное соответствие между углом поворота α подвижной части прибора и током I его токонесущей части. Величина противодействующего момента $M_{np} = D \cdot \alpha$, где D - коэффициент, определяемый упругими свойствами пружины.

Подвижная часть прибора и, следовательно, его стрелка повернется на угол, определяемый равенством моментов M_{np} и M - момента, обусловленного взаимодействием полей:

$$M_{np} = D \cdot \alpha = M. \quad (2.2.1)$$

Вращающие моменты для перечисленных выше систем приборов будут:

- для магнитоэлектрического прибора

$$M = BS\omega \cdot I, \quad (2.2.2)$$

где B - индукция постоянного магнита,

S - площадь витка катушки,

ω - количество ее витков;

- для электромагнитного прибора

$$M = \frac{dW_m}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{LI^2}{2} \right) = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2, \quad (2.2.3)$$

где W_m - энергия, запасенная в магнитном поле катушки,

L - индуктивность катушки с железным сердечником;

- для электродинамического и ферродинамического приборов

$$M = \frac{d}{d\alpha} (W_m) = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{L_1 I_1^2}{2} + \frac{L_2 I_2^2}{2} + M_{12} I_1 I_2 \right) = \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2, \quad (2.2.4)$$

где W_m - энергия, запасенная в магнитном поле обеих катушек,

L_1 и L_2 - индуктивности неподвижной и подвижной катушек,

M_{12} - взаимдуктивность между катушками,
 I_1 и I_2 - токи в той и другой катушках (в частности,
 может быть $I_1 = I_2 = I$).

Подставляя в (2.2.1) вместо M выражения (2.2.2),
 (2.2.3) или (2.3.4), получим следующие выражения для
 зависимостей угла поворота α подвижной части прибо-
 ра от тока I :

- для магнитоэлектрического прибора

$$\alpha = \frac{BSW}{2} I = K_{MЭ} I ; \quad (2.2.5)$$

- для электромагнитного прибора

$$\alpha = \frac{1}{2\mathcal{D}} \frac{dL}{d\alpha} I^2 = K_{ЭМ} I^2 ; \quad (2.2.6)$$

- для электродинамического (ферродинамического)

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2 = K_{Э\mathcal{D}} I_1 I_2 . \quad (2.2.7)$$

Посмотрим теперь, насколько хорошо удовлетворяют
 рассмотренные системы приборов предъявленным к ним выше
 требованиям.

О величинах точности и чувствительности рассмотрен-
 ных приборов следует говорить с точки зрения возможности
 достижения любых (в том числе наименьших) точности и чув-
 ствительности, так как мы должны рассчитывать, в общем
 случае, на любые измерения.

Рассмотренная ранее функция $f(A)$ (2.1.1) получила
 теперь конкретное выражение в виде зависимостей (2.2.5),
 (2.2.6) и (2.2.7) для трех разобранных выше систем. Точ-
 ность в данных случаях зависит от того, насколько по-
 стоянны коэффициенты $K_{MЭ}$, $K_{ЭМ}$ и $K_{Э\mathcal{D}}$ в выражениях
 (2.2.5), (2.2.6), (2.2.7). Нетрудно видеть, что $K_{MЭ} = const$,
 $K_{Э\mathcal{D}} = const$ (если в катушках нет железных сердечников,
 т.е. для электродинамической системы, но не для ферро-
 динамической системы). Таким образом, высокую точность
 могут иметь приборы магнитоэлектрической и электродина-
 мической систем.

Коэффициент $K_{ЭМ} = f(\alpha)$, так как индуктивность катушки зависит от степени погружения в нее железного сердечника. Следовательно, точность прибора электромагнитной системы не может быть высокой из-за наличия в приборе железного сердечника и связанной с ним неопределенности функции $f(\alpha)$. По этой же причине невысока точность и приборов ферродинамической системы.

Чувствительность приборов согласно (2.1.2) будет для приборов магнитоэлектрической системы

$$S_{МЭ} = K_{МЭ} = \frac{BSW}{\mathcal{D}} \quad (2.2.8)$$

и может быть легко сделана высокой, хотя бы за счет выбора постоянного магнита с большой индукцией B , или за счет выбора коэффициента \mathcal{D} , определяющего упругие свойства пружины.

Чувствительность прибора электромагнитной системы

$$S_{ЭМ} = \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{I}{\mathcal{D}} \quad (2.2.9)$$

хотя и может быть большой за счет выбора формы сердечника, но зависит от величины измеряемого тока, что является большим недостатком этой системы.

Аналогично для чувствительности прибора электродинамической системы -

$$S_{ЭД} = \frac{2I}{\mathcal{D}} \frac{dM_{12}}{d\alpha} \quad (2.2.10)$$

Из (2.2.10) видно, что $S_{ЭД}$ - является функцией тока. Это недостаток системы. Кроме того, так как $\frac{dM_{12}}{d\alpha}$ пропорционально M_{12} , это свидетельствует о небольшой величине чувствительности, ибо M_{12} - величина небольшая. Последнее объясняется тем, что количество витков подвижной катушки не может быть большим, это утяжелило бы катушку, и точность прибора за счет увеличения трения оси в упорах снизилась бы. Чувствительность прибора ферродинамической системы $S_{ФД}$ выше, чем $S_{ЭД}$, так как M_{12} в этой системе выше за счет наличия железных сердечников. Но, как было указано ранее, точность прибора при этом снижается.

Итак, можно сказать, что, с точки зрения достижения высоких точности и чувствительности, наилучшей из разобранных выше систем является магнитоэлектрическая система.

И второму требованию, предъявляемому к приборам, лучше удовлетворяет магнитоэлектрическая система. Шкала приборов этой системы, как видно из (2.2.5), является линейной, что удобно при интерполяции отсчета и способствует более точному отсчету долей делений шкалы. Шкалы же приборов электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем — нелинейны.

Надо отметить как достоинство приборов электромагнитной системы стойкость их к перегрузкам, что объясняется следующим. Токонесущая катушка его неподвижна и, следовательно, может быть изготовлена из провода сечения, рассчитанного на большой ток. Подвижную же катушку из такого провода нельзя изготавливать, так как будет увеличиваться момент трения, и точность прибора будет снижаться.

Приборы магнитоэлектрической системы лучше других из разобранных выше удовлетворяют и третьему требованию, т.е. условиям (2.1.6) и (2.1.8). Собственное сопротивление амперметра может быть уменьшено за счет уменьшения сопротивления токонесущей части, т.е. за счет уменьшения числа витков катушки. Это связано с уменьшением чувствительности, а она мала у прибора электродинамической системы. Чувствительность же прибора магнитоэлектрической системы можно в известных пределах уменьшать, ибо она высока.

Увеличить собственное сопротивление вольтметра можно, включая добавочные сопротивления соответствующей величины, что тоже в общем снижает чувствительность, и это можно сделать без особого ущерба для прибора магнитоэлектрической системы. Следовательно, с позиций требования о возможно меньшей мощности, потребляемой прибором в исследуемой цепи, наиболее выгодными оказываются приборы магнитоэлектрической системы.

Зависимости (2.2.5), (2.2.6) и (2.2.7) выводились в предположении, что через приборы течет постоянный ток. Если измерения производятся в цепи переменного тока, в частном случае - в цепи переменного тока вида (2.1.9), то вращающий момент следует находить усреднением его за период исследуемого тока.

Для магнитоэлектрического прибора вращающий момент определится средним за период значением тока, а оно, как известно, для тока вида (2.1.9) равно нулю. Таким образом, для магнитоэлектрического прибора, включенного в цепь переменного тока любой частоты ω , показания равны нулю. Иными словами, магнитоэлектрическим прибором нельзя измерять переменные ток или напряжение. В этом существенный недостаток приборов такой системы.

Угол же отклонения стрелки приборов электромагнитной и электродинамической (ферродинамической) систем в цепи переменного тока будет определяться выражениями (2.2.6), (2.2.7), если под I , I_1 и I_2 в этих формулах понимать действующие значения соответствующих токов. Это понятно, так как запасенная в магнитном поле катушек энергия определяется действующими значениями токов. Следовательно, сравнительно с магнитоэлектрическим прибором приборы электромагнитной и электродинамической систем имеют то преимущество, что они могут применяться для измерений в цепях переменного тока. Но частотный диапазон их применения ограничивается частотами в несколько десятков или сотен герц, в лучшем случае - частотами в несколько килогерц. Эти приборы имеют такую эквивалентную схему (рис. 2.1.5), в которой индуктивность $L_{пр}$ довольно большая, а емкостями можно пренебречь. С повышением частоты индуктивное сопротивление этих приборов становится настолько большим, что равносильно разрыву исследуемой цепи.

Подводя итоги сравнительной характеристике приборов рассмотренных выше систем, можно сказать, что в целом приборы магнитоэлектрической системы обладают рядом важных достоинств, но имеют существенный недостаток - не-

возможность применения их для измерений в цепях переменного тока.

Для расширения возможностей приборов магнитоэлектрической системы они снабжаются специальными устройствами, преобразующими переменный ток (напряжение) в постоянный. В зависимости от конкретной реализации такого устройства различают три системы приборов: термоэлектрическую, детекторную, ламповую (электронную). К рассмотрению этих систем мы и переходим.

§ 2.3. Термоэлектрическая и детекторная системы

В термоэлектрической системе, являющейся сочетанием прибора магнитоэлектрической системы с одной или несколькими термопарами (рис. 2.3.1), преобразующими измеряемый переменный ток (напряжение) в постоянную термо-э.д.с., отсчет по шкале прибора связан с измеряемым током I следующей зависимостью

$$\alpha = K_T I^2, \quad (2.3.1)$$

где под I следует понимать действующее значение измеряемого переменного тока.

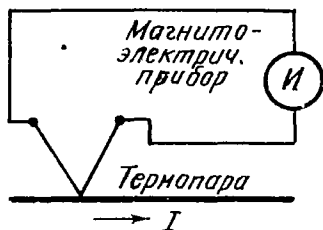


Рис. 2.3.1

Если оценить эту систему приборов с точки зрения удовлетворения требованиям, изложенным в § 2.1., то мы приходим к следующим выводам.

1). Точность прибора, вообще говоря, невысока, ибо формула (2.3.1) получается на основе целого ряда зависимостей с трудно учитываемыми количественными соотношениями, и величину K_T можно знать лишь приблизительно. Чувствительность прибора может быть достаточно большой, но в ущерб другим требованиям.

2). Недостатком прибора является неравномерность (квадратичность) шкалы.

3). Потребляемая прибором мощность при обеспечении нормальной чувствительности довольно высока, что недопустимо с точки зрения удовлетворения третьему требованию к измерительным приборам.

4). Приборы хорошо удовлетворяют требованию независимости показаний прибора от частоты измеряемого тока, — они могут применяться для измерений на частотах до десятков и даже сотен мегагерц.

5). На прибор оказывает сильное влияние изменение температуры окружающей среды.

В целом следует сказать, что приборы термоэлектрической системы находят применение в качестве амперметров высокочастотных токов при условии, что от измерения не требуется высокая точность и мощность исследуемого источника является значительной.

Приборы детекторной или выпрямительной системы очень широко используются в измерительной технике как амперметры и вольтметры в цепях переменных токов, так и в качестве составных частей комбинированных приборов, измеряющих постоянные и переменные токи и напряжения, а также другие радиотехнические величины.

Детекторная (выпрямительная) система есть сочетание прибора магнитоэлектрической системы с одним или несколькими полупроводниковыми диодами. Последние имеют задачу преобразования переменного тока (напряжения) в постоянный ток. Конкретная реализация схемы такого прибора может быть различной. Одна из таких схем, а именно — схема двухполупериодного выпрямления с двумя диодами, показана на рис. 2.3.2. Резисторы R_1 и R_2 в этой схеме могут быть заменены диодами. Такая замена, увеличивая (что, вообще говоря, невыгодно) количество используемых диодов, приводит к повышению чувствительности схемы детекторного прибора.

Будем считать, что вольтамперные характеристики диодов достаточно точно аппроксимируются показанной на

рис. 2.3.3 функцией. Средний за период вращающий момент прибора в схеме рис. 2.3.2 будет, если ток имеет вид (2.1.9)

$$M_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} BS_w I_m \sin(\omega t + \varphi) dt = BS_w \cdot I_{cp}, \quad (2.3.2)$$

где $I_{cp} = \frac{2I_m}{\pi}$, $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

Следовательно, по формуле (2.2.5), предполагая, что $I = I_{cp}$, получим, если $K_{\mathcal{D}}$ - коэффициент пропорциональности,

$$\mathcal{L} = K_{\mathcal{D}} \cdot I_{cp}. \quad (2.3.3)$$

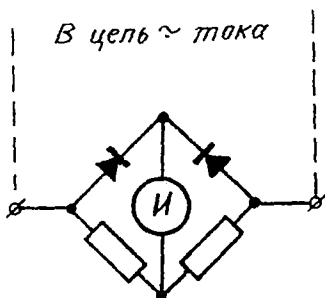


Рис. 2.3.2

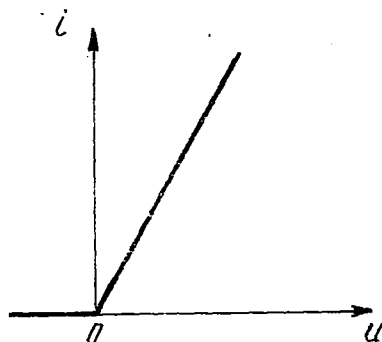


Рис. 2.3.3

Совершенно ясно, что если бы прибор детекторной системы был включен в цепь как вольтметр, то в (2.3.3) вместо I_{cp} надо было бы поставить U_{cp} - среднее значение измеряемого напряжения. Коэффициент $K_{\mathcal{D}}$ может иметь различную величину, но всегда угол поворота \mathcal{L} стрелки детекторного прибора пропорционален среднему значению измеряемого тока или напряжения.

Приборы детекторной системы имеют достаточно высокие точность и чувствительность. Правда, эти характеристики прибора будут хуже, чем у прибора магнитоэлектрической системы. Точность, например, ниже хотя бы из-за того,

что аппроксимация характеристики диода кусочно-линейной функцией (рис. 2.3.3) не является достаточно точной.

Второму требованию - удобству в эксплуатации хорошо удовлетворяют широко используемые комбинированные приборы, называемые тестерами или ампервольтметрами. Известны такие приборы этой категории, как АВО-5, Ц-52, ТТ-1 и др. Они представляют собой устройства, включающие магнитоэлектрический прибор с набором шунтов и добавочных сопротивлений для измерения постоянного тока и напряжения различных величин, и детекторный прибор, который подключением того или иного шунта или добавочного сопротивления может быть либо амперметром, либо вольтметром в цепи переменного тока той или иной величины (рис. 2.3.4).

В схему ампервольтметра может включаться кроме того в виде батареи источник постоянного напряжения, который в совокупности с прибором магнитоэлектрической системы и реостатом R' может служить для измерения величин сопротивлений резисторов R_x постоянному току (рис. 2.3.5). Ток I через прибор в этой схеме определяется соотношением (2.3.4), если пренебречь сопротивлением прибора H :

$$I = \frac{E}{R' + R_x} \quad (2.3.4)$$

Ток является функцией R_x при известных R' и E - величине напряжения источника постоянного тока (батареи). Шкалу прибора можно градуировать в омах, используя (2.3.4).

В отдельных ампервольтметрах предусматривается возможность включения схемы рис. 2.3.6, которая, если подать на клеммы „А” и „Б” напряжение сети, может быть использована для измерения величины емкости конденсатора C_x . Исследуемый конденсатор, шунтируя схему, будет уменьшать показания прибора, по шкале которого, если ее специально градуировать в единицах емкости, будет отсчитываться значение C_x .

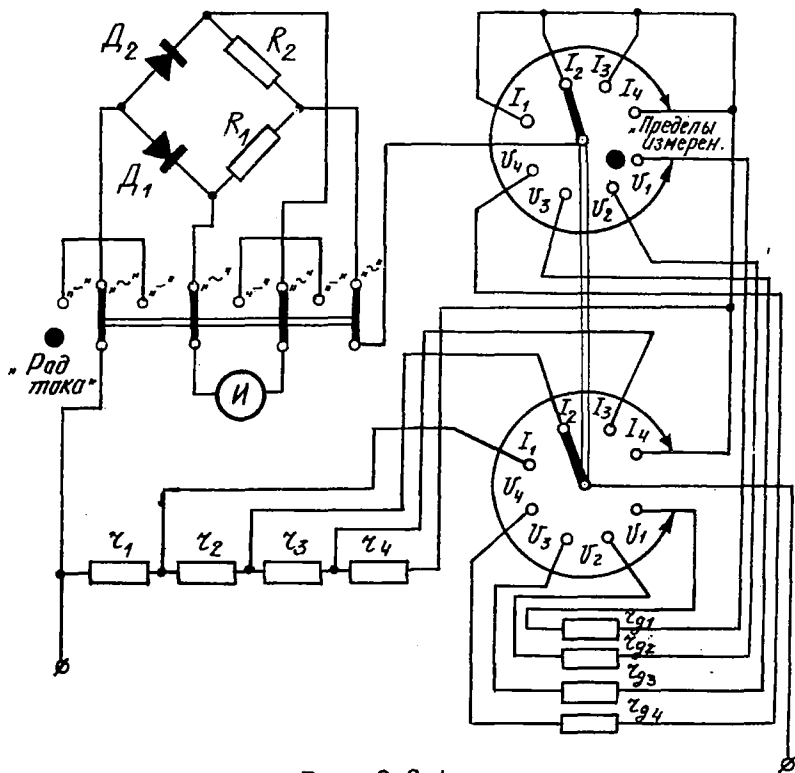


Рис. 2.3.4

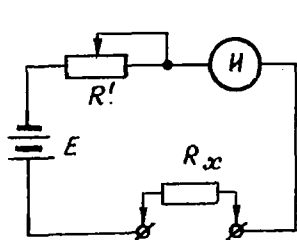


Рис. 2.3.5

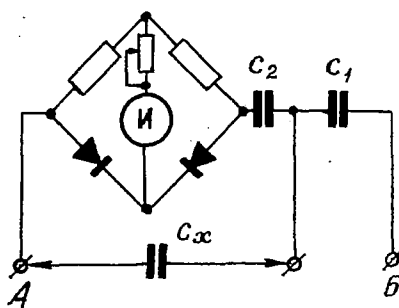


Рис. 2.3.6

Как с точки зрения потребления от исследуемого источника мощности, так и с точки зрения влияния на прибор изменения внешних условий, приборы детекторной системы не лучше приборов магнитоэлектрической системы, но достаточно хороши с точки зрения требований эксплуатации.

Частотный диапазон применения детекторных приборов ограничен. Детектор можно заменить эквивалентной схемой (рис. 2.3.7), где C_d - емкость $p-n$ перехода, обусловленная многими причинами, в частности типом

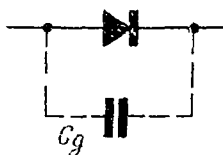


Рис. 2.3.7

и конструкцией диода. Шунтирующее действие емкости возрастает с ростом частоты, и, следовательно, растет ошибка измерения переменного тока (напряжения). Обычно считается, что частотный диапазон применения детекторных приборов ограничен частотами

в несколько десятков килогерц.

Сейчас имеются приборы со специальными детекторами, рассчитанные на значительно более широкий диапазон, вплоть до десятков *МГц*. И, следовательно, можно считать, что в принципе приборы детекторной системы могут хорошо удовлетворять требованию равномерности частотной характеристики в широком частотном диапазоне.

В конкретных приборах могут быть различные детекторы, поэтому область применения и возможности приборов этой системы будут различными.

§ 2.4. Электронные (ламповые) вольтметры

Электронная (ламповая) система приборов характеризуется высоким входным сопротивлением и малыми величинами реактивностей схемы, что позволяет использовать ее для измерения в широком частотном диапазоне. Приборы этой системы реализуются в виде схем вольтметров.

Электронный вольтметр представляет собой сочетание

электронного преобразователя переменного напряжения в постоянный ток, усилителя постоянного тока и магнитоэлектрического прибора. Варианты структурной схемы электронного вольтметра показаны на рис. 2.4.1а и 2.4.1б.

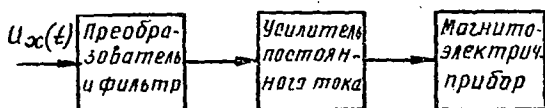


Рис. 2.4.1а



Рис. 2.4.1б

Вариант (рис. 2.4.1б) применяется в виде микро- и милливольтметра высокочастотных напряжений.

Вариант (рис. 2.4.1а) — схема обычного вольтметра широкого применения.

В качестве преобразующей лампы чаще всего используется диод, почему такие вольтметры и называются диодными.

В зависимости от схемы преобразователя выпрямленный этой схемой ток может определяться либо действующим (эффективным) U , либо средним $U_{ср}$, либо максимальным (пиковым) U_{max} значением измеряемого напряжения $U_x(t)$. Наибольшими преимуществами с точки зрения величин входного сопротивления и реактивностей схемы обладает пиковый вольтметр. Такие вольтметры могут иметь схемы с открытым входом и схемы с закрытым входом.

Схема с открытым входом характеризуется тем, что выпрямленный ток здесь пропорционален пику напряжения, включая и постоянную составляющую его.

В схемах с закрытым входом выпрямленный ток пропорционален пику только переменной составляющей. Такие схе-

мы применяется чаще, так как в практике измерений нас обычно интересует именно только переменная составляющая напряжения.

На рис. 2.4.2 показана схема преобразователя и фильтра диодного пикового электронного вольтметра с закрытым входом. Работа этой схемы иллюстрируется диаграммами (рис. 2.4.3), где предполагается, что измеряемое напряжение имеет вид $u(t) = U_m \sin \omega t$.

Конденсатор C в схеме (рис. 2.4.2) заряжается от источника измеряемого напряжения, при этом ток заряда течет по цепи: клемма „В” \rightarrow конденсатор $C \rightarrow$ диод $D \rightarrow$ клемма „З” \rightarrow источник измеряемого напряжения \rightarrow клемма „В”. Напряжение заряженного конденсатора будет $U_C \approx U_m$, где U_m — амплитуда (пик или максимальное значение) измеряемого напряжения. Оно не меняется практически в течение всего времени измерения. Небольшим его убыванием за счет разряда конденсатора по цепи: конденсатор $C \rightarrow$ источник измеряемого напряжения \rightarrow резистор $R \rightarrow$ конденсатор C , имеющей большую постоянную времени разряда, — можно пренебречь.

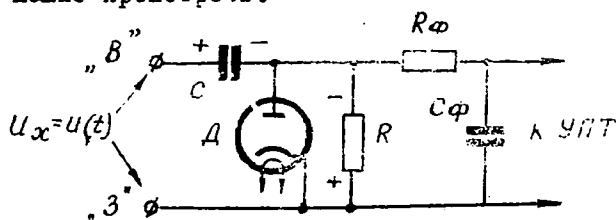


Рис. 2.4.2

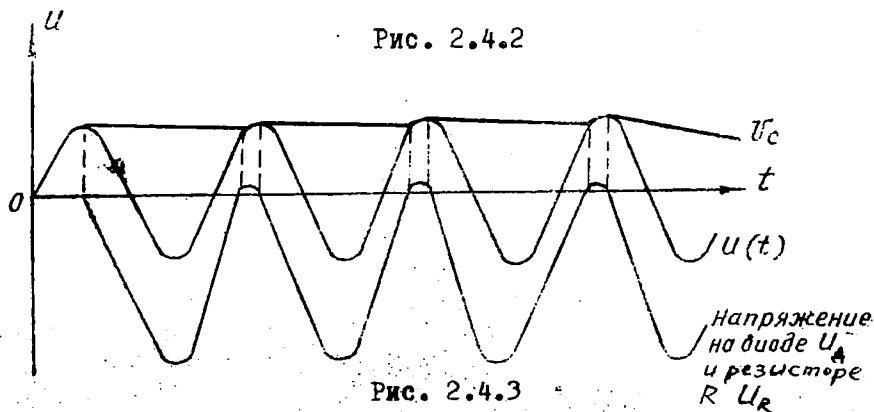


Рис. 2.4.3

Таким образом, на диоде D и параллельно включенном ему резисторе R схемы (рис. 2.4.2) будет напряжение, равное сумме измеряемого $U(t)$ и $U_C \cong U_m$, т.е.

$U_R = U(t) - U_{max}$ (рис. 2.4.3). Переменная составляющая этого напряжения отфильтровывается фильтром $C_{ф}R_{ф}$, и на вход УПТ для усиления поступает постоянное напряжение, пропорциональное величине U_{max} — максимуму измеряемого напряжения. Оно и определяет показания прибора.

Диод D схемы (рис. 2.4.2) открывается только в течение коротких интервалов времени, когда происходит заряд конденсатора C . Мощность, потребляемая схемой (рис. 2.4.2) от исследуемого источника, зависит от величины среднего тока через диод, а этот ток очень мал. Следовательно, электронный вольтметр хорошо удовлетворяет требованиям малого потребления мощности от исследуемой цепи.

Электронные вольтметры имеют достаточно высокую точность измерения, хотя она несколько ниже, чем у приборов магнитоэлектрической системы.

Вольтметры этой системы в зависимости от типа и особенностей конструкции применяются на частотах до сотен $M\Gamma\text{ц}$. На более высоких частотах начинают сказываться даже и те малые реактивности, которыми характеризуется входная схема лампового вольтметра.

Электрическая прочность деталей входа лампового вольтметра ограничивает верхнюю границу величин измеряемых напряжений числом порядка 100–200 В. Для расширения пределов измерения напряжений применяют емкостные делители напряжений (ДНЕ). Схема таких делителей показана на рис. 2.4.4. Коэффициент деления ДНЕ $K = \frac{U_{вх}}{U_{вых}}$ известен, так как определяется известными величинами емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов. Естественно, что измерение с применением такого делителя связано с дополнительной погрешностью измерения за счет неточности значения K .

Измерение малых по величине напряжений затрудняется тем, что выпрямленный ток $I_R \cong \frac{U_m}{R}$, особенно при боль-

шом R , будет малы. Как указывалось выше, расширение пределов измерения напряжений в сторону милливольт и микровольт производится путем применения схемы вольтметра, показанной на рис. 2.4.1б.

По схеме (рис. 2.4.1б) кроме милли- и микровольтметров широкого применения строятся специальные приборы-измерители напряженности электромагнитного поля высокой частоты.

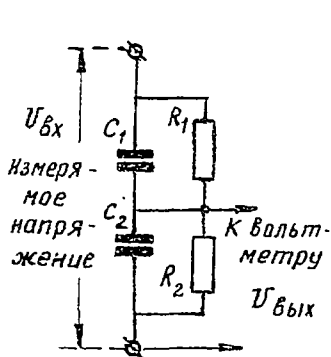


Рис. 2.4.4

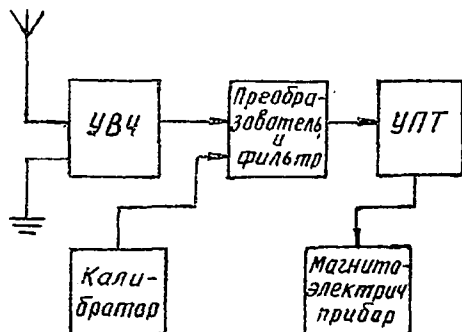


Рис. 2.4.5

Как известно, напряженность E ($мкВ/м$) электрической составляющей поля и напряжения U ($В$) на выходе антенны с действующей высотой h_a ($м$) связаны следующей зависимостью.

$$U = E \cdot h_a. \quad (2.4.1)$$

Если собрать схему, показанную на рис. 2.4.5 (ср. с рис. 2.4.1б), то она может использоваться для измерения E . Усилитель высокой частоты в данном случае должен быть селективным прибором, т.е. настраиваться на частоту тех колебаний, напряженность поля которых измеряется. Калибратор является источником калиброванных по величине напряжения колебаний и служит для проверки градуировки прибора перед измерением.

§ 2.5. Характер шкал вольтметров и точность измерения напряжения

Вольтметр, в зависимости от того, какая величина измеряемого переменного напряжения определяет угол поворота стрелки его индикатора, может быть либо квадратичным (эффективным), либо линейным, либо пиковым.

При этом угол поворота стрелки оказывается пропорциональным:

- для квадратичного (эффективного) вольтметра - квадрату действующего значения напряжения U^2 ;
- для линейного вольтметра - среднему значению напряжения U_{cp} ;
- для пикового вольтметра - амплитудному (максимальному) значению напряжения U_{max} .

Разобранный в предыдущем параграфе вольтметр является прибором, в котором показания индикатора определяются максимальным значением измеряемого напряжения. Вольтметр детекторной системы, о котором говорилось в § 2.3, есть вольтметр линейный. Приборы электромагнитной и электродинамической систем - эффективные вольтметры. Как уже говорилось, можно собрать ламповые схемы не только пикового, но также и линейного и квадратичного вольтметров. Детекторная схема может реализовать не только линейный, но и пиковый, и квадратичный вольтметры.

Таким образом, различные системы приборов могут воплощаться в виде эффективных, линейных или пиковых вольтметров.

Переменное напряжение $u(t)$ характеризуется величиной действующего значения напряжения

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [u(t)]^2 dt} . \quad (2.5.1)$$

Среднее значение этого напряжения будет

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt , \quad (2.5.2)$$

а пиковое (максимальное) напряжение U_{max} будет равно максимуму функции $U(t)$, представляющей аналитически измеряемое напряжение.

Вне зависимости от того, по какому из трех указанных выше принципов построен вольтметр, градуировку его шкалы можно производить в любых значениях (эффективных, средних, пиковых) измеряемого напряжения. В подавляющем большинстве случаев все вольтметры широкого применения (кроме специальных, например импульсных) имеют градуировку в действующих значениях синусоидального напряжения.

Рассмотрим пиковый вольтметр. Измерение этим вольтметром различных по форме, но имеющих одинаковый максимум напряжений (рис. 2.5.1) дает один и тот же отсчет U_{β} по шкале. При измерении синусоидального напряжения (случай "а" на рис. 2.5.1)

$$U = U_{\beta}; \quad U_{cp} = 0,9 U_{\beta} = K_{\phi} U_{\beta}; \quad U_{max} = U_m = \sqrt{2} \cdot U_{\beta} = K_{\alpha} \cdot U_{\beta}. \quad (2.5.3)$$

Здесь K_{ϕ} и K_{α} - коэффициенты формы и амплитуды синусоидального напряжения.

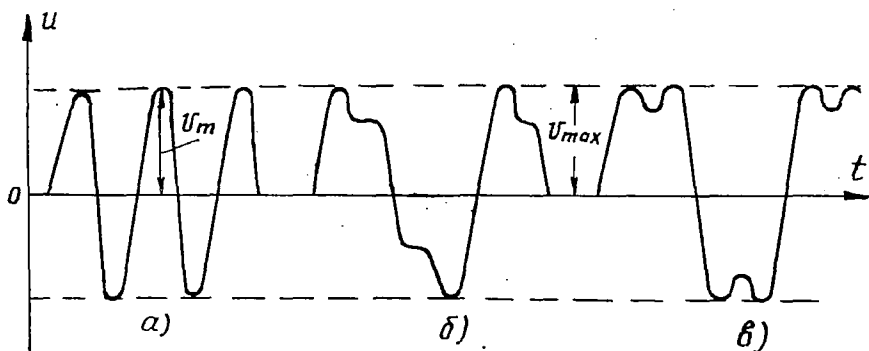


Рис. 2.5.1

При измерении же несинусоидального напряжения (случай "б" и "в" на рис. 2.5.1) $U_{max} = \sqrt{2} \cdot U_{\beta}$, а U и U_{cp} останутся неизвестными. Их можно найти по формулам (2.5.1)

и (2.5.2), зная аналитическое выражение $U(t)$, или же через коэффициенты формы $K\varphi = \frac{U}{U_{cp}}$ и амплитуды $K_a = \frac{U_{max}}{U}$ данного напряжения. Они для несинусоидального напряжения в общем случае, когда неизвестно аналитическое выражение $U(t)$, как правило, неизвестны. Следовательно, неизвестными остаются U и U_{cp} .

Для линейного вольтметра напряжения, различные по форме, но с одинаковыми средними значениями, дадут один и тот же отсчет U_{β} . При градуировке шкалы в действующих значениях синусоидального напряжения получим: при измерении синусоидального напряжения по (2.5.3) - любое из трех значений напряжения, при измерении несинусоидального напряжения - только $U_{cp} = 0,9 U_{\beta}$ при неизвестных U и U_{max} . Последние можно определить через $K\varphi$ и K_a , но эти коэффициенты практически редко известны.

Отсчет U_{β} по шкале квадратичного (эффективного) вольтметра при измерении напряжения любой формы дает действующее значение этого напряжения. При измерении синусоидального напряжения можно по (2.5.3) найти U_{cp} и U_{max} . Эти величины останутся неизвестными, если только мы не знаем коэффициентов $K\varphi$ и K_a .

Рассмотрим пример измерения напряжения пилообразной формы (рис. 2.5.2) пиковым и линейным вольтметрами с градуировкой их шкал в действующих значениях синусоидального напряжения.

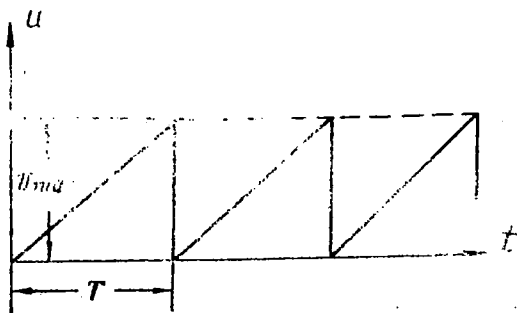


Рис. 2.5.2

Измеряемое напряжение имеет постоянную составляющую

$U_0 = U_{ср} = \frac{U_{max}}{2}$. Угол поворота стрелки пикового вольтметра определяется величиной $U'_{max} = U_{max} - \frac{U_{max}}{2} = \frac{U_{max}}{2}$, отсчет $U_{в пик} = \frac{U_{max}}{2\sqrt{2}}$.

Для линейного вольтметра угол поворота пропорционален среднему значению напряжения, а отсчет будет

$$U_{в лин} = \frac{U_{max}}{1,8}$$

Если $U_{max} = 100 \text{ в}$, то $U_{в пик} = 35,4 \text{ в}$, $U_{в лин} = 55,5 \text{ в}$. Разница в показаниях получается значительной.

При измерении несинусоидального (импульсного) напряжения надо применять импульсные вольтметры (см. ниже). Часто при измерении напряжений мы считаем их форму синусоидальной, хотя она отлична от синусоиды (в этом нет возможности убедиться). В последнем случае отсчет $U_{в}$ по шкале вольтметра полагаем равным U - действующему значению напряжения, что в случае пиковых и линейных вольтметров является источником дополнительной ошибки измерения.

Пусть, например, пиковым вольтметром с градуировкой в действующих значениях синусоидального напряжения измеряется напряжение $u(t) = U_{m1} \sin \omega t - U_{m3} \sin 3\omega t$, максимум которого есть $U_{max} = U_{m1} + U_{m3}$ (рис. 2.5.3 "а" и "б"). Не зная вида $u(t)$ и предполагая, что оно синусоидально, мы считаем, что $U_{в} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$ есть действующее значение его, которое на самом деле будет $U = \frac{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m3}^2}}{\sqrt{2}}$.

Дополнительная относительная ошибка измерения за счет этого неправильного предположения будет

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{U_{в} - U}{U} 100\% = \left[\frac{U_{m1} + U_{m3}}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m3}^2}} - 1 \right] 100\% = \\ &= \left[\frac{1 + \frac{U_{m3}}{U_{m1}}}{\sqrt{1 + \frac{U_{m3}^2}{U_{m1}^2}}} - 1 \right] 100\% \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

При $U_{m3} = 0,1 U_{m1}$ дополнительная ошибка $\delta \cong 10\%$. На рис. 2.5.36 показан этот случай.

Остановимся теперь на измерениях с помощью импульсных вольтметров, шкалы которых градуируются в пиковых (U_{max} на рис. 2.5.4) значениях напряжения. Только такая оценка и имеет смысл при измерении напряжения последовательности импульсов. Среднее и действующее значения этого напряжения будут зависеть от скважности импульсов $q = \frac{T}{\tau}$ (рис. 2.5.4) и от формы этих импульсов.

По своей схеме импульсные вольтметры являются диодными вольтметрами с закрытым входом (рис. 2.4.1а и 2.4.2). Исследуемое импульсное напряжение характеризуется не только значением U_{max} , но и постоянной составляющей $U_0 = \frac{U_{max}}{q}$. Так как вольтметр имеет закрытый вход, то измерение будет характеризоваться относительной ошибкой δ , обусловленной наличием постоянной составляющей напряжения

$$\delta = \frac{U_{max} - U_0 - U_{max}}{U_{max}} 100\% = \frac{-1}{q} 100\%, \quad (2.5.5)$$

т.е. ошибка тем меньше, чем больше скважность. Однако надо учитывать, что при очень большой скважности среднее напряжение U_0 , до которого зарядится в схеме (рис. 2.4.2) конденсатор, будет меньше U_{max} , так как конденсатор будет успевать заметно разряжаться за время паузы между импульсами. Следовательно, показания прибора будут определяться меньшим, чем максимум импульса, напряжением, т.е. измерение импульсного напряжения с большой скважностью связано с дополнительной ошибкой.

Данный импульсный вольтметр необходимо применять для измерения напряжений только в том диапазоне скважностей, который указан в паспорте прибора.

§ 2.6. Цифровые вольтметры

Развитие радиоэлектроники поставило перед измерительной техникой задачу создания таких приборов для из-

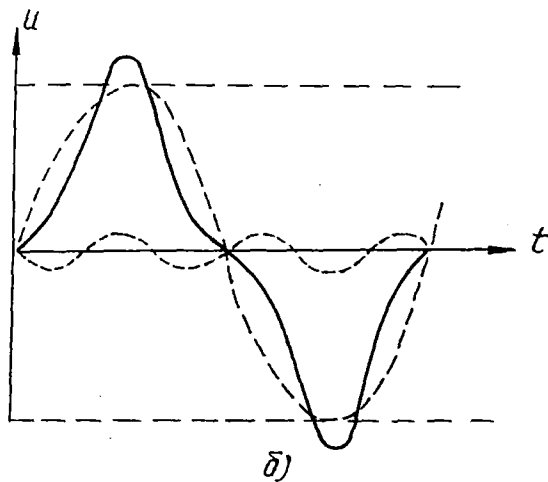
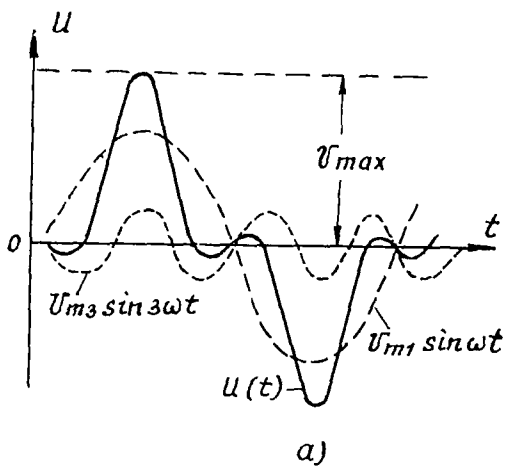
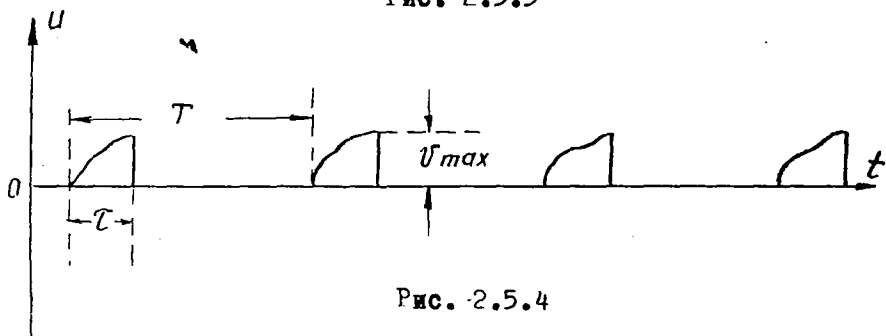


Рис. 2.5.3



мерения напряжений, которые обеспечивали бы более высокую точность и быстродействие, чем рассмотренные выше приборы, были бы более удобными в обращении (удобнее бы производилось считывание показаний с его отсчетного приспособления) и, главное, чтобы эти приборы могли автоматически передавать данные измерений в электронно-счетные устройства. Именно этим требованиям удовлетворяют цифровые приборы.

Высокая точность измерений в цифровых приборах достигается использованием метода сравнения измеряемой величины с образцовой мерой этой величины. Повышенная точность измерения достигается без чрезмерного увеличения отсчетного приспособления. Оно в цифровых приборах представляет собой табло, на котором появляются соответствующие цифры, означающие измеряемую величину. В цифровых приборах может быть получена точность измерения, определяемая значением приведенной относительной ошибки $\gamma_{\text{п}} = 0,01\%$ и даже выше.

В принципе такую точность можно получить и в обычном приборе, но за счет создания громоздких, очень хрупких и неудобных в эксплуатации приборов. Так, чтобы обеспечить указанную выше приведенную ошибку измерения, надо иметь стрелочный прибор со шкалой, имеющей размеры порядка метров. Размеры цифрового табло обычно имеют величины нескольких сантиметров.

Применение цифровых приборов снижает количество ошибок, обусловленных субъективными факторами (ошибки неправильного отсчета).

В настоящее время цифровые приборы применяются для измерения тока, напряжения, сопротивлений резисторов, частоты, фазы и отношения однородных из перечисленных величин. В этом параграфе будет рассмотрен принцип действия цифровых вольтметров.

Цифровой (дискретный) отсчет по табло должен предусматривать преобразование в схеме прибора непрерывной величины в дискретную. Это преобразование может производиться одним из двух следующих методов.

Метод время-импульсного преобразования. При этом напряжение U_x , которое надо измерить, преобразуется в пропорциональный интервал времени $T = K \cdot U_x$, где K - коэффициент пропорциональности. В течение времени T счетчик подсчитывает количество импульсов, подаваемых от генератора эталонной частоты следования импульсов. Это число преобразуется в показания индикаторного устройства, и на табло высвечиваются соответствующие цифры.

Компенсационный метод или метод кодо-импульсного преобразования основан на сравнении измеряемого напряжения с образцовым напряжением, меняющимся скачкообразно по определенному закону. Рассмотрим одну из разновидностей этого метода, основанную на так называемом методе взвешивания. Структурная схема прибора, основанного на этом методе, показана на рис. 2.6.1.

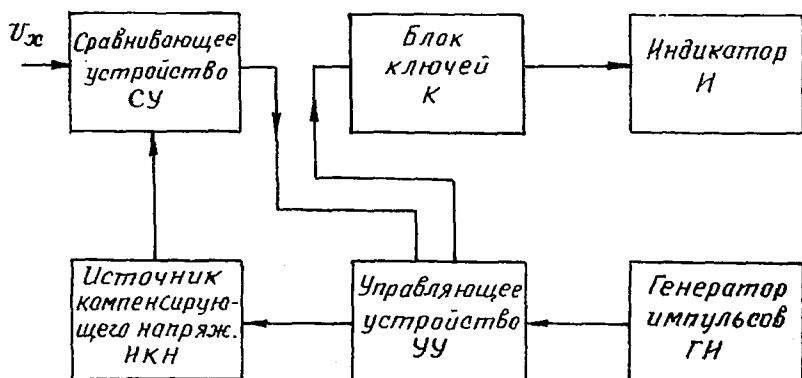


Рис. 2.6.1

Источник компенсирующего напряжения (ИКН) может выдавать последовательно следующий ряд напряжений, которые имеют достаточно точные значения:

$$2^0 \cdot \Delta U_K, 2^1 \cdot \Delta U_K, \dots, 2^{n-2} \cdot \Delta U_K, 2^{n-1} \cdot \Delta U_K, \quad (2.6.1)$$

где n - число разрядов ИКН, ΔU_K - напряжение младшего разряда.

Число разрядов, также как и величина ΔU_K , устанавливаются для каждого конкретного прибора. Так, например, если $\Delta U_K = 1 \text{ мкВ}$ и число разрядов $n = 8$, то ИКН может выдать следующие восемь напряжений (мкВ), начиная с наибольшего: 128, 64, 32, 16, 8, 4, 2, 1. Такой набор возможных напряжений обусловлен тем, что в двоичном коде (двоичной системе счисления) каждое из указанных значений соответствует единице данного разряда. В табл. 2.6.1 даны выражения некоторых чисел в десятичной и двоичной системах счисления.

Т а б л и ц а 2.6.1

Число	Десятичная система				Двоичная система									
	разряды				р а з р я д ы									
	4	3	2	1	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
4	0	0	0	4	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	8	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
16	0	0	1	6	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
32	0	0	3	2	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
64	0	0	6	4	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
128	0	1	2	8	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
256	0	2	5	6	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
512	0	5	1	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Процесс сравнения напряжений аналогичен взвешиванию груза на чашечных весах (отсюда и название - "метод взвешивания"). Набор указанных напряжений представляет собой аналог "гирь", наименьшая из них по "весу" равна ΔU_K .

Взвешивание груза на чашечных весах производится следующим образом. На одну чашку весов кладут взвешиваемый груз, а на другую - наибольшую из имеющихся гирь. Если индикатор равновесия находится в таком поло-

нении, что вес гири меньше определяемого, - добавляется еще одна гиря, ближайшая по весу к первой, в случае необходимости - еще одна и т.д. Это повторяется до тех пор, пока грузы не будут уравновешены.

Если вес гири больше веса определяемого груза, то данная гиря заменяется меньшей, и такая замена может производиться до тех пор, когда исследуемый вес уравновесится гирей или вес гири станет меньше исследуемого. В последнем случае начнется процесс уравновешивания добавлением более мелких гирь.

Любые весы характеризуются определенной чувствительностью, т.е. некоторым весом, на который они уже не реагируют. Этот вес, конечно, должен быть меньше веса наименьшей гири.

Сравнивающее устройство (СУ) в схеме (рис. 2.6.1) аналогично весам характеризуется некоторой величиной $U_{ср\text{аб}}$ - напряжением срабатывания, на которое оно еще реагирует.

Если все операции по замене гирь и анализ результатов при каждом взвешивании с той или иной гирей при взвешивании груза на чашечных весах производит человек, то в схеме (рис. 2.6.1) изменение величины напряжения ИКН и отсчет получаемых значений напряжения производится автоматически с помощью блоков УУ, ГИ, К и И.

Генератор импульсов (ГИ) выдает последовательность импульсов (тактовые импульсы), которые определяют моменты срабатывания схемы цифрового вольтметра. Первый импульс ГИ воздействует на управляющее устройство (УУ) так, что последнее заставляет источник компенсирующего напряжения (ИКН) выдать на сравнивающее устройство (СУ) наибольшее из возможных напряжение: $2^{n-1} \Delta U_K$. УУ помимо этого через блок ключей (К) передает на индикатор (И) сигнал, соответствующий единице старшего разряда. При необходимости данный сигнал может быть подан из схемы вольтметра в электронно-счетное устройство. Преобразование его из двоичного кода в десятичный дает возможность

получения на табло индикатора соответствующих светящихся цифр.

Сравнение напряжения U_x с напряжением ИКН может дать следующие результаты: 1) $U_K \leq U_x \pm U_{сраб}$ и 2) $U_K > U_x \pm U_{сраб}$ (с точностью до величины $U_{сраб}$).

Результат сравнения с выхода СУ в виде электрического сигнала подается на управляющее устройство. В соответствии с ним УУ при следующем тактовом импульсе может работать по одному из следующих вариантов.

При сигнале "меньше" (т.е. напряжение ИКН меньше напряжения измеряемого) схема вольтметра, благодаря наличию УУ, работает так, что будет добавлено напряжение очередной ступени. При этом через блок K в индикатор будет передан сигнал, соответствующий единице следующего разряда, а на табло произойдет нужная смена цифр.

Если с выхода СУ на УУ поступает сигнал "Больше" (напряжение ИКН больше исследуемого), поданное с предыдущим тактовым импульсом напряжение снимается. Это приводит к снятию сигнала, соответствующего единице имевшегося при этом разряда напряжения. Следовательно, с табло будут сняты и цифры, имевшиеся там при первом тактовом импульсе.

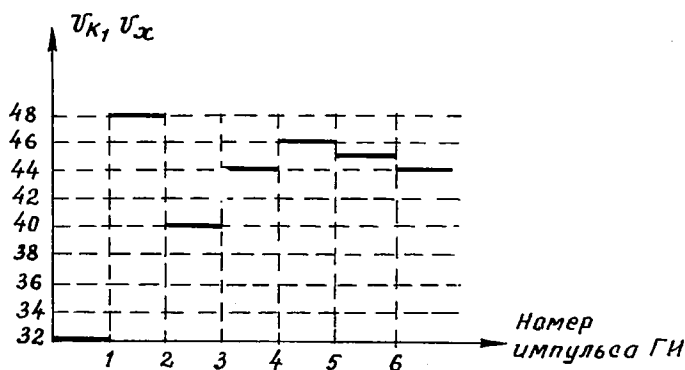


Рис. 2.6.2

Рассмотрим пример измерения напряжения, имеющего ориентировочную величину $43,6$ мВ, вольтметром со следующими характеристиками: $\Delta U_K = 1$ мВ, $n = 6$,

$U_{сраб} = 0,5 \text{ мВ}$. Последовательность измерения показана результатами, сведенными в табл. 2.6.2, и иллюстрируется графиком (рис. 2.6.2).

Т а б л и ц а 2.6.2

№ так- тового имп. ГИ	Напряжение ИКН, $\text{мВ}, U_K$	Раз- ность $U_K - U_{ср}$ мВ \approx	Резуль- тат (“мень- ше” - “боль- ше”)	Цифры	
				разряда в двоич. системе	на ци- фровом табло
1	$2^5 \cdot I$	-11,6	меньше	100000	32
2	$2^5 \cdot I + 2^4 \cdot I$	+4,4	больше	110000	48
3	$2^5 \cdot I + 2^3 \cdot I$	-3,6	меньше	101000	40
4	$2^5 \cdot I + 2^3 \cdot I + 2^2 \cdot I$	+0,4	меньше	101100	44
5	$2^5 \cdot I + 2^3 \cdot I + 2^2 \cdot I + 2^1 \cdot I$	+2,4	больше	101110	46
6	$2^5 \cdot I + 2^3 \cdot I + 2^2 \cdot I + 2^0 \cdot I$	+1,4	больше	101101	45
Окончательный результат				101100	44

В строке 4 табл. 2.6.2 разность + 0,4 означает, строго говоря, что напряжение ИКН больше, чем исследуемое. Но это было бы правильно при чрезвычайно чувствительном сравнивающем устройстве. Так как оно не реагирует на напряжения, меньшие 0,5 мВ (напряжение срабатывания $U_{сраб} = 0,5 \text{ мВ}$ по условию рассматриваемой задачи), то эта разность равносильна тому, что напряжения равны. С точки же зрения измерения в схеме цифрового вольтметра равенство напряжений эквивалентно случаю, когда напряжение ИКН меньше измеряемого. Это соответствует первому из вышеуказанных возможных результатов сравнения. Поэтому и получается такой на первый взгляд неожиданный вывод после четвертого тактового импульса.

§ 2.7. Условные обозначения, наносимые на шкалах приборов основных систем

Применяемые в практике измерительные приборы разнообразны по назначению, принципу действия, точности и другим техническим характеристикам. Для облегчения выбора прибора для данного измерения Государственным Общесоюзным стандартом установлена система маркировки приборов. На шкалах их наносятся следующие условные обозначения.

1. Измеряемая величина: A - ампер, mA - миллиампер, V - вольт, mW - милливатт, Hz - герц, F - фарада и т.д.

2. Класс точности прибора: 1,5; 2,5 и т.д. На старых приборах этот символ помещался в кружок: например (4,0).

3. Род тока: \sim - переменный, $-$ - постоянный, \approx - и постоянный и переменный, \cong - трехфазный.

4. Система прибора или принцип действия его. Условные обозначения систем сведены в табл. 2.7.1. О приборах-логометрах дается понятие в данном параграфе ниже.














5. Обозначения, характеризующие нормальные условия эксплуатации для данного измерительного прибора, сведены в табл. 2.7.2.

Сделаем замечание относительно принципа действия логометров. Логометрами называются приборы, показания которых зависят от отношения двух токов (напряжений).



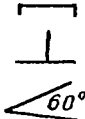


В логометрах противодействующий момент создается не механическими устройствами (пружинами), а электрически, поскольку в них имеется два токонесящих подвижных элемента.

Рассмотрим для примера магнитоэлектрический логометр. Две катушки этого прибора жестко связаны друг с другом, поворачиваются только вместе при протекании по ним токов I_1 и I_2 . Магнитное поле в логометре неоднородно, индукция этого поля есть $B(\alpha)$. Вращающие моменты будут соответственно $M_1 = B_1(\alpha) S_1 W_1 I_1$ и $M_2 = B_2(\alpha) \cdot S_2 \cdot W_2 \cdot I_2$.

Таблица 2.7.I

Наименование системы	Условное обозначение
Магнитоэлектрическая система с подвижной рамкой	
Магнитоэлектрическая система с подвижным магнитом	
Магнитоэлектрический логометр	
Электромагнитная система	
Электромагнитный логометр	
Электродинамическая система	
Электродинамический логометр	
Ферродинамическая система	
Ферродинамический логометр	
Электростатическая система (угол поворота подвижной части обуславливается электростатическим взаимодействием пластин конденсатора и пропорционален квадрату действующего значения напряжения)	
Термоэлектрическая система	
Детекторная система	
Электронная (ламповая) система	

Т а б л и ц а 2.7.2

Характеристика прибора	Условное обозначение
I-я категория защищенности от магнитных полей	
I-я категория защищенности от электрических полей	
Приборы для работы в сухих отапливаемых помещениях ($t^{\circ}\text{C} = +10 \div 35^{\circ}\text{C}$, влажность до 80%)	А
Приборы для работы в закрытых неотапливаемых помещениях ($t^{\circ}\text{C} = -30 \div 40^{\circ}\text{C}$, влажность до 90%)	Б
Приборы для работы в полевых и морских условиях $t^{\circ}\text{C} = -40 \div 50^{\circ}\text{C}$, вл. до 95% $t^{\circ}\text{C} = -50 \div 60^{\circ}\text{C}$, вл. до 95%	В ₁ В ₂
Приборы для работы в условиях тропического климата	Т
Нормальное положение шкалы прибора: -горизонтальное, -вертикальное, -под углом к горизонту	
Нормальное значение частоты	500 Hz
Направление в земном магнитном поле	
Испытательное напряжение (в киловольтах) изоляции корпуса от измерительной цепи	
Повышенная механическая прочность Тряскопрочные, вибропрочные, ударопрочные Защищенные от брызг, воды, газов, пыли Герметический Нечувствительность к тряске, к вибрации	ОП ТВ, ВП, УП Бз, Вз, Гз, Пз Гм ТН, ВН

Когда $M_1 = M_2$, вращение подвижной части прекращается, и тогда получится следующее соотношение между токами, протекающими по катушкам:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{S_2 W_2}{S_1 W_1} \cdot \frac{B_2(\alpha)}{B_1(\alpha)} = K_1 \cdot \varphi(\alpha). \quad (2.7.1)$$

Если взять от (2.7.1) обратную функцию, то получим

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \quad (2.7.2)$$

Пусть один из токов не меняет своей величины, а второй зависит от некоторого параметра - от величины сопротивления резистора R_x , включенного в цепь этой катушки, или от частоты протекающего по ней тока. В этом случае зависимость (2.7.2) можно использовать для измерения этого параметра, если заранее проградуировать шкалу логометра в соответствующих единицах.

В заключение надо отметить, что на шкалы электроизмерительных приборов могут наноситься обозначения типа (шифра) прибора с учетом его системы: M - магнитоэлектрическая, D - электродинамическая, \mathcal{E} - электромагнитная, \mathcal{C} - выпрямительная, T - термоэлектрическая, Φ - электронная системы. Например, M - 154, \mathcal{C} - 315, \mathcal{E} - 309 и т.д.

§ 2.8. Некоторые особенности измерения тока и напряжения в радиоэлектронных схемах

Выбор прибора для того или иного измерения обуславливается многими факторами, в первую очередь теми особенностями, которые имеет измеряемая величина и исследуемая схема. До измерения мы не знаем численного значения интересующей нас величины, но определенные сведения о ней мы имеем.

Приступая к измерениям и выбирая для этой цели при-

бор, учитывают следующие данные об измеряемой величине и той схеме, в которой производится измерение.

1). Место и роль измеряемой величины в исследуемой схеме (в частности, насколько точно надо знать ее значение).

2). Входное сопротивление контролируемого участка схемы.

3). Ориентировочное (ожидаемое) значение измеряемой величины.

4). Приблизительное значение частоты колебаний измеряемого параметра.

5). Наиболее характерные особенности формы измеряемого напряжения (или тока) и степень его стабильности.

Разумеется, эти очень общие критерии подхода к измерению не могут дать универсального рецепта для обоснования выбора измерительного прибора — он зависит от других более конкретных факторов, определяемых особенностями схемы.

В данном параграфе остановимся на основных наиболее часто встречающихся случаях измерения тока и напряжения, связанных со схемными особенностями контролируемой аппаратуры и с теми требованиями, которые были предъявлены к измерительным приборам раньше.

Влияние собственного сопротивления прибора. Указанные выше условия (2.1.6) и (2.1.8) малой мощности, потребляемой приборами, считаются обычно удовлетворительными, если $Z_A \leq 10R$ и $Z_V \geq 10R$. Если речь идет об измерениях в цепях с комплексными сопротивлениями, то выводы о величине собственного сопротивления прибора (тоже в общем случае комплексного) надо применять с осторожностью и учитывать следующее.

Измерение напряжений, например, на контуре резонансного усилителя (рис. 2.8.1) приводит к тому, что получается эквивалентная измерительная схема (рис. 2.8.2), где C_V — собственная емкость вольтметра, Z_V — его активное сопротивление (индуктивность прибора L_V в данном случае пренебрегаем). Емкость этого эквивалент-

ного контура $C_3 = C + C_V$ будет больше емкости C исследуемого контура. Следовательно, уменьшатся резонансная частота и добротность этой цепи, а также изменятся значения токов и напряжений. Для ослабления влияния прибора можно заранее предусмотреть схему колебательного контура, показанную на рис. 2.8.3. При этом должны соблюдаться условия $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $C_2 \gg C_1$.

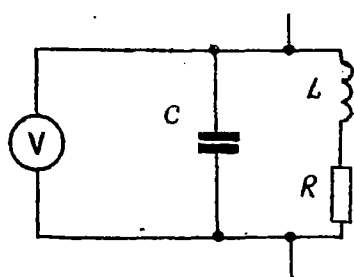


Рис. 2.8.1

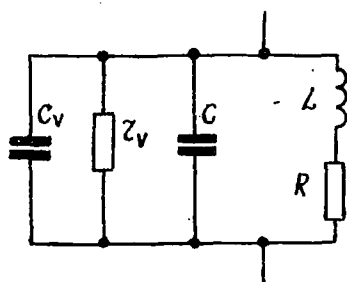


Рис. 2.8.2

Если измерительный прибор имеет недостаточно большое внутреннее сопротивление, его надо подключать к схеме через небольшую емкость C_M (рис. 2.8.4).

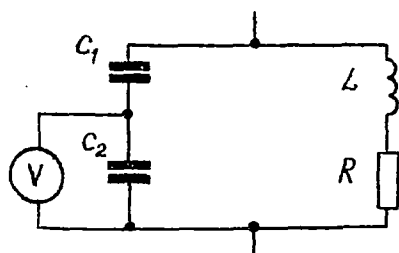


Рис. 2.8.3

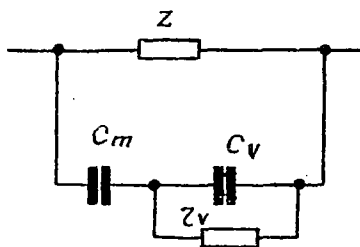


Рис. 2.8.4

Чтобы включение прибора в разрыв последовательной цепи мало влияло на ее работу, можно шунтировать прибор малым сопротивлением R_M или достаточно большой емкостью C_M (рис. 2.8.5 "а" и "б"). Если на этих схемах

$$Z = R + j \left| \omega L - \frac{1}{\omega C} \right| ,$$

то должно быть $R_m \ll Z_A$ и $R_m \ll R$, а также

$$C_M \gg C_A, C_M \gg C.$$

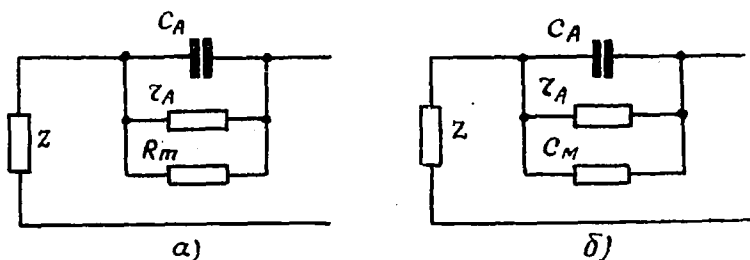


Рис. 2.8.5

Влияние измерительного прибора на исследуемую схему ослабляется также применением делителей напряжения по типу емкостного делителя, рассмотренного в § 2.4 (рис. 2.4.4). Они дают постоянный коэффициент деления K в широком частотном диапазоне, если подобрать соответствующие значения R_1, R_2, C_1, C_2 .

При измерении выходного напряжения блоков, например, возбудителя передатчика, электронным вольтметром емкость C_V последнего может шунтировать нагрузку возбудителя. Тогда следует учесть по паспортным данным вольтметра величины C_V и Z_V . Если нагрузка представляет собой цепь RC , то общая емкость схемы нагрузки будет $C_{общ} = C + C_V$, а активное сопротивление $R_{общ} = \frac{Z_V R_H}{Z_V + R_H}$.

Подключение приборов к исследуемой схеме. Изменение режима работы исследуемой схемы может произойти за счет паразитных связей между каскадами, вызванных неправильным подключением приборов. Чтобы избежать этого, надо знать, какова форма тока в исследуемом участке и что необходимо измерять. Если, например, надо измерить постоянные составляющие анодного тока и анодного напряже-

ния в схеме (рис. 2.8.6), то амперметр следует включить так, как показано на этом рисунке. При этом переменная составляющая тока замкнется через развязывающий конденсатор C_1 , и через прибор пойдет только постоянный ток. Параллельно C_1 надо подключать и вольтметр. Если его подключить к аноду лампы, как показано на рис. 2.8.6, то при этом контур будет шунтироваться конденсатором C_1 , что нежелательно, ибо приведет к изменению резонансной частоты схемы.

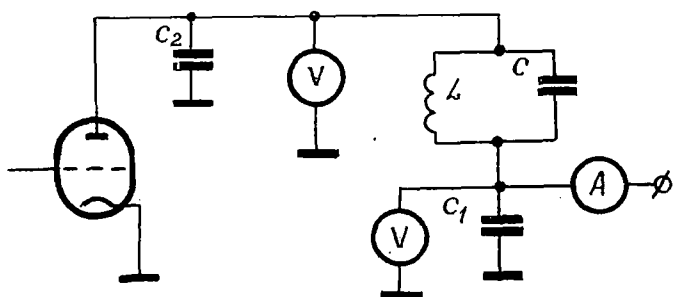


Рис. 2.8.6

Надо отметить, что даже при измерении переменных напряжений бывает не безразлично, какой зажим прибора подключить к той или иной точке исследуемой схемы. Зажим, отмеченный знаком "заземления" в схеме вольтметра, надо соединять с точкой нулевого (наиболее низкого) потенциала схемы. Если этого не сделать, то исследуемый участок схемы R окажется шунтированным емкостью C , образованной "землей" исследуемой схемы и корпусом вольтметра, что на высоких частотах приведет к искажению результатов измерения. На рис. 2.8.7 показаны а) правильное подключение вольтметра ($C_V Z_V$) к резистору R исследуемой схемы; б) неправильное подключение его и в) эквивалентная схема при неправильно подключенном вольтметре.

Особенности типовых приборов измерения тока и на-

пряжения. В практике эксплуатации радиоэлектронных схем широко используются комбинированные приборы (ампервольт-омметры) и ламповые вольтметры, принцип работы которых был рассмотрен выше. Сейчас мы остановимся на том, что надо в первую очередь учитывать из паспортных данных приборов при измерении токов и напряжений.

Разумеется, в первую очередь надо обратить внимание на возможные пределы измерения интересующей нас величины и на частотный диапазон применения прибора. В ряде случаев следует также и дополнительные погрешности приборов.

Иногда, с позиций рассмотренных выше положений об учете собственных емкостей и сопротивлений приборов, необходимо учитывать значения этих величин, приведенных в паспорте прибора. При измерениях на высоких частотах учитывается также и значение резонансной частоты входной цепи прибора.

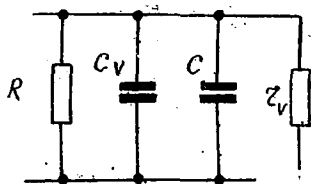
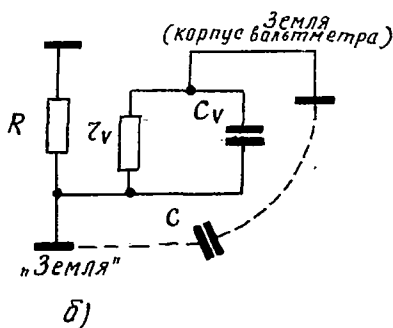
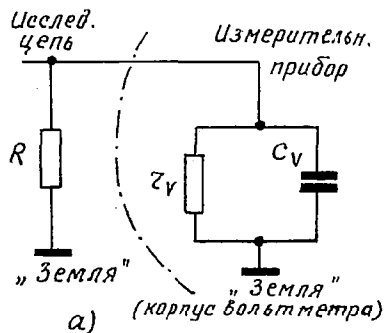


Рис. 2.8.7

Приведем основные технические данные лампового вольтметра В7-2 и оценим его возможности (табл. 2.8.1), то же сделаем для типовых ампервольтметров АВО-5 и Ц-52 (табл. 2.8.2).

Из данных табл. 2.8.1 можно сделать следующие выводы.

1. Так как сопротивление входа В7-2 на постоянном токе больше 25 МОм и погрешность измерения при этом $\pm 2,5\%$, то данный вольтметр можно с успехом применять для достаточно точных измерений в высокоомных цепях постоянного тока. Им, например, можно измерять непосредственно на электродах лампы напряжения смещения, подводимые через цепи с большими сопротивлениями.

2. Сравнительно невысокую погрешность измерения ($\pm 2,5 \div 3\%$) вольтметр дает при измерении напряжения низких частот. Надо учитывать, что с повышением частоты входное сопротивление вольтметра падает, и в зависимости от величин параметров исследуемой схемы это может привести к большей или меньшей дополнительной ошибке. Измерение напряжения можно вести на резисторах с сопротивлением до нескольких килоом.

Т а б л и ц а 2.8

Основные технические характеристики вольтметра В7-2	Величина (диапазон)
Пределы измеряемых напряжений, В	0, 1-1,5; 5; 15; 50; 150
То же, с делителем напряжения постоянного ДНС-8, кВ	15
$f = 20 \div 5000$ Гц ДНЕ-7, кВ	5
$f = 5$ кГц $\div 30$ МГц ДНЕ-6, кВ	5
Погрешность измерения	
- постоянного напряжения, %	$\pm 2,5$
- переменного напряжения 50 Гц, %	$\pm 2,5$
Частотный диапазон, Гц	$20 \div 400 \cdot 10^6$
Дополнительная погрешность за счет частоты в диапазоне	
20 Гц $\div 100$ МГц, %	до ± 3
100 МГц $\div 400$ МГц, %	до ± 15
Входное сопротивление на частоте	
50 Гц МОм	не менее 10
100 МГц КОм	не менее 50
То же на постоянном токе МОм	не менее 25
Входная емкость низкочастотного пробника пФ	7
его резонансная частота МГц	350
Входная емкость высокочастотного пробника пФ	3
его резонансная частота МГц	1050

3. На частотах свыше 100 МГц вольтметр может использоваться лишь для неточных измерений в низкоомных цепях.

4. Расширение пределов измерения напряжений до киловольт путем применения делителей связано с дополнительной погрешностью (в табл. 2.8.1 она не указана), которая может достигать десятка процентов.

5. Указанные в табл. 2.8.1 величины входных сопротивлений и емкостей, а также резонансных частот пробника позволяют оценить величины параметров схем, рассмотренных в начале данного параграфа.

Т а б л и ц а 2.8.2

Основные технические характеристики	Величина (диапазон)	
	Ц-52	АВО-5
Пределы измерения		
- постоянного напряжения, В	до 600	до 1200
- переменного напряжения, В	до 600	до 1200
- постоянного тока, А	до 1,5	до 12
- переменного тока, А	до 1,5	до 12
Пределы измерения сопротивлений постоянному току Ом	$5 \div 10^7$	$3 \div 3 \cdot 10^7$
Пределы измерения уровня передачи дБ	$-10 \div +12$	$-12 \div +78$
Пределы измерения емкостей, пФ	$5000 \div 10^7$	нет
Частотный диапазон применения Гц	$45 \div 1000$	$50 \div 1000$
Основная погрешность		
- на постоянном токе, %	$\pm 1,5$	± 3
- на переменном токе, %	$\pm 2,5$	± 5
- при измерении сопр. резисторов, %	$\pm 10,0$	$\pm 10,0$
Входное сопротивление вольтметра		
- на пост. токе Ом/В	20000	2000
- на перем. токе Ом/В	2000 (1000 на шкалах "3" и "7,5")	2000

По данным табл. 2.8.2 можно сделать следующие выводы о приборах Ц-52 и АВО-5.

1. Это приборы для измерений в цепях постоянного и низкочастотного токов.

2. Измерение напряжений приборами можно производить на сопротивлениях, величина которых не больше, чем $R \cong 2000 U_x \text{ Ом}$ (при измерении постоянного напряжения вольтметром Ц-52) и не больше, чем $R \cong 200 U_x \text{ Ом}$ (при измерении переменного напряжения вольтметром Ц-52 и при всех измерениях напряжений прибором АВО-5), если U_x - величина измеряемого напряжения. При этом принято удовлетворительным соотношением $\tau_v \geq 10 R$.

Обратим внимание на необычную размерность (Ом/В) величин входных сопротивлений приборов в табл. 2.8.2.

На схеме типового ампервольтметра (рис. 2.3.4) можно увидеть, что при изменении предела измерения напряжения собственное (входное) сопротивление вольтметра меняется. Так, если ПК пределов измерения находится в положениях U_1, U_2, U_3 и U_4 , входное сопротивление вольтметра будет $\tau_{g1} + \tau_u; \tau_{g2} + \tau_u; \tau_{g3} + \tau_u; \tau_{g4} + \tau_u$ соответственно. Здесь τ_u - сопротивление прибора И, которым, строго говоря, в приведенных выше суммах можно пренебречь.

Таким образом, при U_i вольт предельного для данной шкалы значения напряжения входное сопротивление будет τ_{gi} ($i = 1, 2, 3, 4$). Отсюда и указанные в табл. 2.8.2 размерности входных сопротивлений. Надо отметить, что при измерении любого напряжения в пределах возможных значений для данной шкалы (данного U_i - предельного напряжения) входное сопротивление будет постоянным. Оно меняется только при изменении предельного значения напряжения (при переключении ПК пределов измерения в схеме - рис. 2.3.4).

3. Измерение приборами Ц-52 и АВО-5 сопротивлений резисторов постоянному току не является точным, - ошибка такого измерения не меньше 10%. О принципе данного измерения говорилось выше в § 2.3.

4. Приборы Ц-52 и АВО-5 позволяют производить измерения так называемого уровня передачи напряжения в децибелах.

Понятие децибел является очень важным в измерительной технике. В связи с этим остановимся на понятии логарифмических единиц - децибел и их применении в измерениях.

§ 2.9. Понятие о логарифмических единицах - децибелах

Децибелы - относительные единицы, определяющие превышение одной мощности над другой (одного напряжения над другим). Это превышение можно было бы определять просто отношением соответствующих величин. Но при этом в отдельных и довольно частых случаях будут получаться слишком большие числа. Поэтому отношение мощностей (напряжений) логарифмируют, и получающееся число служит мерой превышения одной величины над другой.

Если взять натуральный логарифм отношения двух мощностей, то мы получим некоторое число N_n единиц, называемых **неперами** (2.9.1). Если же берется десятичный логарифм указанного отношения, то получается некоторое число B единиц, носящих название **бел** (2.9.2):

$$n = \frac{1}{2} e_n \frac{P_2}{P_1} N_n ; \quad (2.9.1)$$

$$B = e_g \frac{P_2}{P_1} B . \quad (2.9.2)$$

Из (2.9.2) видно, что 1 бел соответствует превышению одной мощности над другой в 10 раз. Так как в практике часто превышения, значительно меньшие 10, - в большинстве случаев пришлось бы иметь дело с дробными значениями бел. Эта единица оказывается слишком крупной. Поэтому вводится единица - децибел (**дБ**), определяемая формулой (2.9.3). Одному децибелу по этой формуле соответствует превышение мощности над другой в 1,26 раза:

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ дБ} . \quad (2.9.3)$$

Число α децибел по (2.9.3) определяет так называемый относительный уровень передачи, т.е. отношение двух мощностей, каждая из которых в принципе может быть любой. Так, например, число $\alpha = 70 \text{ дБ}$ можно получить по (2.9.3), если $P_2 = 10 \text{ МВт}$, а $P_1 = 1 \text{ Вт}$, если $P_2 = 100 \text{ Вт}$, а $P_1 = 10 \text{ мкВт}$, если $P_2 = 10 \text{ кВт}$, а $P_1 = 1 \text{ мВт}$ и т.д.

Если некоторую мощность P_0 принять за условный исходный (нулевой) уровень мощности, то можно определить так называемый абсолютный уровень передачи A по формуле (2.9.4)

$$A = 10 \lg \frac{P}{P_0} \text{ дБ} , \quad (2.9.4)$$

где P - мощность, которая сравнивается с нулевым уровнем мощности. За этот уровень в большинстве случаев принимается мощность $P_0 = 1 \text{ мВт}$. Иногда (например, в радиолокационных приборах 10-сантиметрового диапазона) за нулевой уровень мощности принимается $P_0 = 10 \text{ мкВт}$.

Если по (2.9.4) рассчитать абсолютные уровни двух мощностей P_2 и P_1 , то получим некоторые числа A_2 и A_1 соответственно. Найдем разность этих абсолютных уровней:

$$\begin{aligned} A_2 - A_1 &= 10 \lg \frac{P_2}{P_0} - 10 \lg \frac{P_1}{P_0} = \\ &= 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = \alpha , \end{aligned} \quad (2.9.5)$$

где α взято из формулы (2.9.3).

Таким образом, как это следует из (2.9.5), относительный уровень передачи двух произвольных уровней мощности равен разности абсолютных уровней передачи этих мощностей.

От децибел для мощностей можно перейти к децибелам по напряжению (току). Мощность можно представить следу-

ней зависимостью $P = \frac{U^2}{R}$, где R - сопротивление резистора, на котором выделяется мощность P . Подставим с соответствующими индексами данное выражение мощности в (2.9.3) и (2.9.4). Тогда получим для относительного уровня передачи по напряжению формулу (2.9.6), а для абсолютного уровня передачи по напряжению - (2.9.7):

$$L_U = 10 \lg \frac{\frac{U_2^2}{R_2}}{\frac{U_1^2}{R_1}} = 10 \lg \frac{U_2^2}{U_1^2} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2} = \quad (2.9.6)$$

$$= 10 \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 + 10 \lg \frac{R_1}{R_2} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2};$$

$$A_U = 20 \lg \frac{U}{U_0} + 10 \lg \frac{R_0}{R} \quad (2.9.7)$$

В качестве стандартного сопротивления обычно берется величина $R_0 = 600 \text{ Ом}$. При $P_0 = 1 \text{ мВт}$ это соответствует напряжению нулевого уровня $U_0 = 0,775 \text{ В}$.

Если сопротивления, на которых падают сравниваемые по (2.9.6) и (2.9.7) напряжения, равны, т.е. $R_2 = R_1$ и $R = R_0$, то последние две формулы упрощаются, и их можно записать в виде:

$$L_U = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}; \quad (2.9.8)$$

$$A_U = 20 \lg \frac{U}{U_0} \quad (2.9.9)$$

Именно в этом виде и встречается в измерительной практике формулы для относительных единиц - децибел по напряжению.

В рассмотренных в предыдущем параграфе ампервольтметрах Ц-52 и АВО-5 производится градуировка в децибелах шкалы "0 ÷ 3 В" вольтметра переменного напряжения.

Нуль шкалы децибел совпадает с точкой $0,775 В$ в силу сделанного выше выбора нулевого уровня напряжения. Максимуму шкалы децибел ($+ 12 дБ$) соответствует по (2.9.9) напряжение $3,08 В$, а другой крайней точкой шкалы децибел выбирается напряжение $0,245 В$ или $A_U = - 10 дБ$ по той же формуле (2.9.9).

При измерении уровня передачи, большего $12 дБ$, к отсчету по шкале децибел при измерении с использованием шкалы с номинальным значением $U_n > 3В$ надо прибавлять величину децибел, равную $\Delta A = 20 \lg \frac{U_n}{3}$.

Пример. Прибором АВО-5 в двух разных сечениях "1" и "2" линии с волновым сопротивлением $600 Ом$ измерены два напряжения: 1-е на пределе "3В" и 2-е на пределе "30В". Отсчеты по шкале децибел "-1" и "+10" соответственно. Найти относительный уровень передачи.

Находим поправку для второго измерения: $\Delta A_U = 20 \lg \frac{30}{3} = 20 дБ$.

Следовательно, абсолютные уровни передачи будут при первом измерении $A_{U1} = - 1 дБ$, а при втором измерении $A_{U2} = 10 + 20 = 30 дБ$. Окончательно, имея в виду формулу (2.9.5), относительный уровень передачи будет

$$\alpha_U = A_{U2} - A_{U1} = 30 - (-1) = 31 дБ.$$

Логарифмические единицы - децибелы будут использоваться и в последующих главах данного пособия.

Г л а в а 3

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

§ 3.1. Измерение мощности постоянного низкочастотного и высокочастотного токов

Мощность постоянного тока может быть определена косвенным методом на основе измерения величин, входящих в (3.1.1):

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R. \quad (3.1.1)$$

Мощность переменного тока может быть определена аналогично, но при этом надо учитывать φ - угол сдвига фазы между током и напряжением, и формула, связывающая измеренные величины, будет:

$$P = UI \cos \varphi = \frac{U^2}{R} \cos \varphi = I^2 \cdot R \cdot \cos \varphi. \quad (3.1.2)$$

Желательно всегда иметь прибор непосредственной оценки мощности. Таким прибором является электродинамический ваттметр. Схема включения такого прибора показана на рис. 3.1.1, где $I_1 = I$ - ток неподвижной (1), а $I_2 = \frac{U_2}{R_2}$ - ток подвижной (2) катушки. R_2 - сопротивление подвижной катушки (сопротивлением неподвижной катушки можно пренебречь); U - напряжение, I - ток определяют по (3.1.1) мощность P , выделяемому на нагрузке Z . Если подставить в формулу (2.2.7), определяющую угол поворо-

та стрелки электродинамического прибора, значения токов I_1 и I_2 , то получим:

$$\alpha = K_{ЭД} \frac{1}{R^2} \bar{I} \cdot \bar{U} = K \cdot I \cdot U = K \cdot P, \quad (3.1.3)$$

где K - коэффициент пропорциональности.

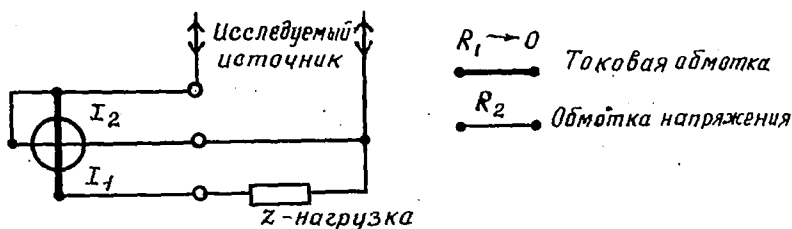


Рис. 3.1.1

Если прибор включить в цепь переменного тока, то в общем случае угол поворота стрелки α будет найден усреднением произведения мгновенных значений токов i_1 и i_2 , которые текут по катушкам прибора. Соответствующее усреднение произведено в (3.1.4).

Шкалу электродинамического прибора, включаемого для измерений по схеме (рис. 3.1.1), можно градуировать в единицах мощности и измерять таким прибором мощность непосредственно. Это будет электродинамическим ваттметром.

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{K_{ЭД}}{T} \int_0^T i_1 \cdot i_2 dt = K_{ЭД} \frac{U_m I_m}{K_2 T} \int_0^T \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi) dt = \\ &= K_{ЭД} \frac{U_m I_m}{2\pi R_2} \int_0^{2\pi} \sin x \cdot \sin(x + \varphi) dx = K \cdot U \cdot I \cos \varphi = K \cdot P \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

Частотный диапазон применения приборов электродинамической системы не больше десятков килогерц, следовательно, измерение высокочастотных мощностей таким прибором невозможно.

Мощность высокочастотных токов может измеряться многими методами, из которых рассмотрим два следующих.

Первый метод - измерение тока (или напряжения) на известном сопротивлении. Так, например, мощность, отдаваемую генератором в антенну, можно измерить, подключив вместо антенны эквивалентную ей по сопротивлению нагрузку и измерив действующее значение тока термоэлектрическим амперметром.

Измерение тока можно заменить измерением напряжения, взяв для этой цели, например, электронный вольтметр. В последнем случае особенно необходимо учитывать особенности формы измеряемого напряжения, так как нам надо знать именно действующее значение напряжения, а вольтметр может быть пиковым или линейным. Иными словами, нужно иметь в виду замечания относительно измерения напряжения различной формы, сделанные выше в § 2.5.

Второй метод измерения высокочастотной мощности, на котором мы остановимся, - метод, использующий квадратичные вольтамперные характеристики специальных элементов - квадраторов.

Квадраторами могут служить, в частности, электронные лампы, если в них использовать начальные участки анодно-сеточных характеристик.

Структурная схема такого метода измерения мощности показана на рис. 3.1.2, где

$$U_1 = U_m \sin \omega t, \quad U_2 = R \cdot I_m \sin (\omega t + \varphi),$$

при этом U_1 пропорционально напряжению, а U_2 - току, которые определяют мощность по (3.1.2). Таким образом, искомая мощность пропорциональна произведению $U_1 \cdot U_2$.

Схема (рис. 3.1.2) моделирует следующее математическое тождество:

$$4U_1 U_2 = (U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2. \quad (3.1.5)$$

На выходе сумматора (3) в схеме измерителя мощности получается произведение вида

$$4U_1 U_2 = 4R U_m I_m \sin \omega t \cdot \sin (\omega t - \varphi). \quad (3.1.6)$$

Магнитоэлектрический прибор проводит операции усреднения, и его показания пропорциональны искомой мощности.

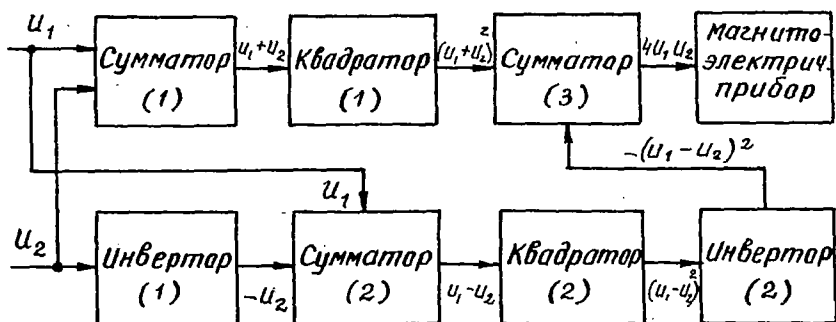


Рис. 3.1.2

Хотя данный метод дает непосредственный отсчет мощности, он имеет недостатки, главными из которых будут жесткие требования к идентичности характеристик квадраторов и их постоянству во времени, а также сложность схемы. Кроме того, схемные особенности такого ваттметра ограничивают частотный диапазон его применения и делают невозможным его применение на СВЧ.

§ 3.2. Методы измерения мощности на СВЧ

В диапазоне СВЧ измерение тока и напряжения становится принципиально невозможным по нескольким причинам. Первая из них - влияние даже тех малых реактивностей входа измерительных приборов, которые невозможно устранить, несмотря на все принимаемые меры.

Вторая причина состоит в том, что геометрические размеры элементов схем СВЧ становятся соизмеримыми с длиной волны колебаний СВЧ. Поэтому, например, в фидерных линиях СВЧ напряжение и ток будут иметь различное значение на расстояниях порядка длины волны колебаний СВЧ, если отсутствует хотя бы частично согласование

Фидера с нагрузкой. Понятие тока и напряжения на СВЧ теряет определенность и перестает быть характеристикой исследуемой схемы.

Третья причина невозможности применения электронных измерительных приборов для измерения тока и напряжения, а следовательно, и мощности СВЧ состоит в проявляющейся в диапазоне СВЧ инерционности подвижных зарядов этих приборов.

Эти, а также другие не указанные здесь причины заставляют отказаться от измерений токов и напряжений в области СВЧ, в том числе и для целей измерения мощности.

Но измерение мощности очень важный вид измерения, особенно в диапазоне СВЧ. Мощность в этом диапазоне остается практически единственной характеристикой работоспособности генераторов, передающих линий и излучающих устройств. Поэтому измерение мощности СВЧ является очень распространенным и важным видом измерения.

Диапазон мощностей, с которыми приходится иметь дело в области СВЧ, очень широк, — от 10^{-14} ватт до десятков мегаватт. Очевидно, что методы измерения мощности будут зависеть от диапазона величин этой мощности и от других факторов и не могут быть едиными для всех встречающихся в практике случаев.

Но все эти методы основаны на одной общей идее — превращении энергии электромагнитных колебаний в другой вид энергии, удобный для измерения.

Дадим краткую характеристику некоторым из возможных методов измерения мощности в диапазоне СВЧ.

Фотометрический метод основан на превращении энергии СВЧ в световую энергию и измерении яркости свечения нити накаливания лампы оптическим фотометром. Схемная реализация этого метода проста, но он имеет невысокую точность и непостоянство градуировки за счет неизбежного во времени снижения чувствительности фотометра. Применяется такой метод в настоящее время довольно редко.

Калориметрический метод основан на превращении энер-

гии СВЧ в тепло и измерении количества этого тепла. Схема такого ваттметра представляет собой следующее устройство.

Мощность СВЧ поглощается согласованной нагрузкой, обтекаемой водой. Измеряется ΔT° - разность температур воды, втекающей и вытекающей, а также V - скорость ее протекания. Если последнюю измерять в литрах в минуту, а разность температур - в градусах Цельсия, то измеряемая мощность будет связана с этими величинами такой зависимостью:

$$P = 70 \cdot V \cdot \Delta T^{\circ} \text{ Вт} \quad (3.2.1)$$

Калориметрические ваттметры применяются во всем диапазоне СВЧ. Это один из наиболее точных методов, имеющих погрешность в несколько процентов. Он является абсолютным методом, который не требует сравнения измеряемой мощности с какой-то другой и в котором мощность измеряется непосредственно. Недостатком таких ваттметров является громоздкость и инерционность аппаратуры, что позволяет применять их лишь в стационарных условиях, в основном для калибровки других ваттметров.

Пондеромоторный (механический) метод использует эффект давления, оказываемого электромагнитным полем на предметы. Если в волноводе, по которому передается измеряемая мощность, установить пластинку, связанную с поворотным механизмом, то угол поворота стрелки индикатора поворотного механизма будет зависеть от проходящей по волноводу мощности. Такой ваттметр имеет ряд важных достоинств, например, высокую точность, возможность непосредственного отсчета, простоту в эксплуатации, небольшую потребляемую мощность, отсутствие опасности перегрузок и т.д. Несмотря на такой недостаток, как большая погрешность измерения при рассогласовании волноводного тракта, эти ваттметры являются перспективными приборами для измерения мощности СВЧ.

Метод, основанный на эффекте Холла в полупроводниках. Эффект Холла состоит в появлении э.д.с. в провод-

нике или в полупроводнике, если по нему течет ток I и этот элемент находится в магнитном поле с индукцией B . Ток, вызываемый э.д.с., течет в направлении, перпендикулярном току I и линиям индукции B .

Наибольшую э.д.с. Холла при прочих равных условиях можно получить использованием германия или кремния. Если пластинку из одного из этих полупроводников поместить в волновод, по которому передается мощность P , то вектор электрического поля E этих колебаний электромагнитного поля будет совпадать по направлению с током I в пластинке, а вектор магнитного поля H - с индукцией B . Среднее значение э.д.с. Холла \mathcal{E} будет пропорционально P - средней проходящей по волноводу мощности

$$\mathcal{E} = K_1(\overline{IB}) = K_2(\overline{EH}) = KP. \quad (3.2.2)$$

В формуле (3.2.2) K_1 , K_2 и K - коэффициенты пропорциональности, черта над скобками символизирует усреднение данных величин.

Рассматриваемый метод перспективен и в настоящее время находится в стадии изучения и становления. К числу его достоинств надо отнести, в частности, то, что при измерении одного и того же уровня мощности на частотах 50 Гц и частотах СВЧ возникают одинаковые э.д.с. Это дает возможность надежной градуировки ваттметров Холла для СВЧ - диапазона по низкочастотной мощности, для которой можно просто получить калиброванные значения.

Метод измерения мощности по нагреву полупроводниковых термоэлементов. В этом методе полупроводник, состоящий из двух частей: 1 (сплав сурьмы и цинка) и 2 (сплав сурьмы и кадмия) - помещается в отверстие, выполняемое в ширской стенке волновода, как показано на рис. 3.2.1.

Внутренний торец термоэлемента нагревается токами, текущими по стенке волновода, до температуры T_2^0 . Ток стенок волновода определяется произведением величин напряженностей электрической E и магнитной H составляющих поля в волноводе, т.е. в конечном счете ток про-

порционален мощности электромагнитных колебаний, распространяющихся в волноводе.

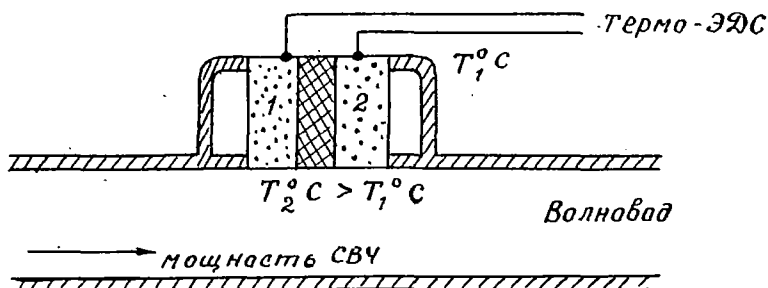


Рис. 3.2.1

Внешний торец термоэлемента сохраняет температуру массы волновода T_1° . Разность температур $T_2^{\circ} - T_1^{\circ}$ определяет величину термо-э.д.с., которая оказывается функцией проходящей по волноводу мощности.

Достоинствами таких ваттметров являются достаточно высокая точность, высокая электрическая прочность, виброустойчивость. Это позволяет использовать их в качестве встроенных приборов для непрерывного контроля мощности.

Недостатком этих ваттметров, хотя и не очень существенным, является инерционность.

Сейчас в практике измерений на СВЧ наиболее широко применяется термисторный метод, к рассмотрению которого мы и переходим.

§ 3.3. Термисторный метод измерения мощности

Термистор - полупроводниковый элемент, представляющий собой сплав окислов металлов, сформированный в виде бусинки или диска диаметром порядка десятых долей мил-

лиметра. Бусинка (диск) обычно помещается в стеклянный баллончик с выводами из проволоки (рис. 3.3.1), которые служат для включения термистора в схему.

Сопротивление термистора R_T сильно зависит от температуры T , а следовательно, от величины рассеиваемой на термисторе мощности P ,

ибо последняя нагревает термистор. Температурный коэффициент сопротивления термистора (TKR) отрицателен. Вид семейства характеристик термистора показан на рис. 3.3.2. Здесь T_1

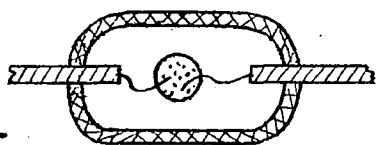


Рис. 3.3.1

и T_2 - температура окружающей термистор среды.

Помимо TKR , представляемого первой из формул (3.3.1), термистор имеет еще один параметр - чувствительность по мощности η_P , выражение для которого дано второй из формул (3.3.1):

$$TKR = \frac{\partial R_T}{\partial T} \text{ Ом/К}; \quad \eta_P = \frac{\partial R_T}{\partial P} \text{ Ом/мВт}. \quad (3.31)$$

Чувствительность η_P типовых термисторов высока - от 10 до 100 Ом/мВт, в зависимости от типа термистора. Высок и TKR термисторов, что в общем не очень хорошо с точки зрения измерения мощности. Схемные решения ваттметров, в частности различные приемы температурной компенсации, о которых будет сказано ниже, позволяют считать сопротивление термистора зависящим только от рассеиваемой на нем мощности, т.е. $R_T = R_T(P)$, и использовать одну из характеристик семейства (рис. 3.3.2). Таким образом, по изменению сопротивления термистора при подаче на него измеряемой мощности можно судить о величине последней.

Рабочим участком характеристики следует выбирать такой, на котором чувствительность η_P наибольшая. Это участок, где сопротивление R_T имеет порядок 100-200 Ом. В холодном состоянии при обычных температурах термистор

имеет R_T от нескольких килоом до сотен килоом. Для получения необходимой величины сопротивления термистор надо подогреть. Этот подогрев производится за счет специального источника постоянного или низкочастотного тока.

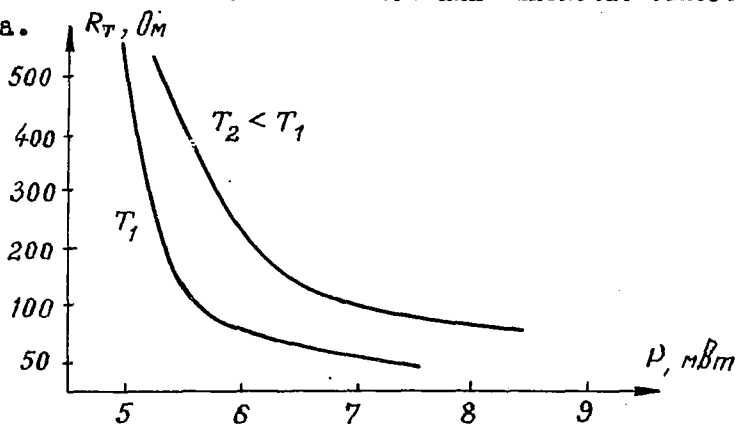


Рис. 3.3.2

Следует учесть необходимость согласования сопротивления термистора с волновым сопротивлением ρ фидера, по которому передается измеряемая мощность. При рассогласовании за счет неопределенного по величине коэффициента отражения будет измерена лишь некоторая часть исследуемой мощности.

Величину $R_T = 100 \div 200 \text{ Ом}$ можно легко согласовать с сопротивлением фидера, например, методом четвертьволнового трансформатора. Волновые сопротивления обычно применяемых фидеров имеют тот же порядок (десятки и сотни Ом), что и сопротивление R_T на выбранном рабочем участке характеристики.

Термистор всегда включается в схему моста, которая является обязательной для всех термисторных измерителей мощности. Хотя реализуются эти схемы в своих деталях различно, но принцип остается неизменным. Одна из возможных мостовых схем показана на рис. 3.3.3.

Мост этой схемы состоит из трех резисторов R_2, R_3

и R_4 и термистора $R_1 = R_T$, которые образуют четыре плеча моста. На одну диагональ моста подается напряжение питания, во вторую (ab) включен индикаторный прибор I , которым в случае питания моста постоянным током может быть магнитоэлектрический прибор.

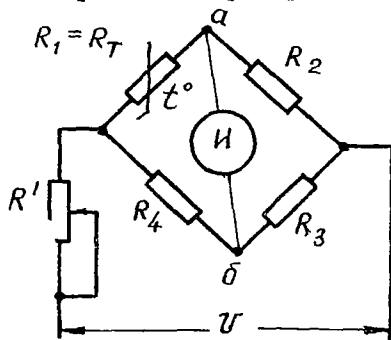


Рис. 3.3.3

Перед измерением мощности мост балансируют. Сбалансированным называется такой мост, ток I_N в диагонали которого равен нулю. Иными словами, разность потенциалов точек, к которым подключен измерительный прибор I , равна нулю. Условием баланса моста является условие равенства произведений сопротивлений противоположных плеч моста:

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4 \quad (3.3.2)$$

При таком соотношении сопротивлений потенциал точки a равен потенциалу точки b в схеме (рис. 3.3.3), т.е. разность потенциалов на клеммах прибора I равна нулю, следовательно, и ток через прибор будет равен нулю.

Часто сопротивления резисторов плеч моста делают равными, такой мост оказывается более чувствительным. В этом случае условие баланса моста превращается в следующее условие:

$$R_1 = R_T = R_{T_0} \quad (3.3.3)$$

Согласно функциональной зависимости $R_T = R_T(P_T)$ условие (3.3.3) соответствует определенная мощность P_{T_0} , поглощаемая термистором. Отметим, что в силу равенств сопротивлений остальных плеч в каждом из них поглощается такая же мощность.

Мост балансируется изменением тока, питающего мост, что производится с помощью реостата R^1 . Это приводит к изменению поглощаемой термистором мощности и, следовательно, к изменению его сопротивления. Окончательно баланс моста означает выполнение следующих условий:

$$I_H = 0; \quad R_T = R_{T_0}; \quad P_T = P_{T_0}. \quad (3.3.4)$$

После балансировки моста на термистор его подается измеряемая мощность P_x и производится ее измерение. Измерение мощности может проводиться одним из двух методов: методом несбалансированного моста и методом сбалансированного моста.

Метод несбалансированного моста. При подаче измеряемой мощности P_x на термистор предварительно сбалансированного моста суммарная мощность на термисторе будет $P_x + P_{T_0} > P_{T_0}$, следовательно, $R_T < R_{T_0}$. Условия баланса (3.3.4) нарушаются, и через прибор H потечет ток $I_H \neq 0$.

Ток I_H зависит от соотношения между сопротивлениями плеч и от величины R_T , определяемой мощностью P_T , которая равна $P_T = P_x + P_{T_0}$. Величина P_{T_0} постоянна, поэтому $I_H = I_H(P_x)$, и шкалу прибора H можно градуировать в единицах мощности.

Однако функциональная зависимость $I_H = I_H(P_x)$ известна лишь приблизительно, так как характеристики термисторов имеют большой разброс, и указанная функция может быть представлена весьма приблизительно. Поэтому измерение мощности методом несбалансированного (разбалансированного) моста не будет точным.

Данный метод имеет и следующий недостаток. При измерении мощности изменение сопротивления термистора приведет к нарушению согласования сопротивления R_T и вол-

нового сопротивления фидера, по которому подводится измеряемая мощность. В силу этого произойдет отражение неизвестной части мощности, что приведет к дополнительной ошибке измерения.

Метод сбалансированного (балансного) моста. После подачи измеряемой мощности P_x на термистор предварительно сбалансированного моста условия баланса (3.3.4) нарушаются, и мощность на термисторе будет $P_x + P_{T_0}$, а сопротивление термистора $R_T < P_{T_0}$, ток через прибор I будет $I_H \neq 0$.

После этого вновь балансируют мост, но не за счет снятия измеряемой мощности P_x , а уменьшением мощности постоянного тока, питающей мост. Уменьшать эту мощность надо до тех пор, когда она станет равной некоторой величине P'_{T_0} , определяемой из условия: $P_x + P'_{T_0} = P_{T_0}$. Общая мощность, поглощаемая термистором, равна таким образом мощности P_{T_0} , что обеспечивает условия $R_T = R_{T_0}$, $I_H = 0$, т.е. баланс моста. Измеряемая мощность P_x определится

$$P_x = P_{T_0} - P'_{T_0}, \quad (3.3.5)$$

как разность мощностей, поглощаемых термистором от источника питания моста при первом и втором его балансе.

Первый баланс производится до измерения мощности, второй - после подачи измеряемой мощности. В обоих случаях мост балансируется изменением тока, питающего мост. Если есть возможность достаточно точно определить оба значения мощности P_{T_0} и P'_{T_0} , то по (3.3.5) с такой же точностью будет определена и мощность P_x . Определение же мощностей постоянного тока P_{T_0} и P'_{T_0} может быть проведено достаточно точно.

Метод сбалансированного моста оказывается точнее метода несбалансированного моста. Кроме того, он имеет еще и то достоинство, что при измерении поддерживается постоянным сопротивление термистора, т.е. сохраняется согласование сопротивлений фидера и термистора. Термистор поглощает всю подаваемую на него мощность без отражения.

Недостатком метода сбалансированного моста является невозможность контроля текущего значения интересующей нас мощности, т.е. невозможность следить за плавным изменением мощности во времени.

Температурная компенсация. Для устранения влияния температуры окружающей среды в схемах термисторных ваттметров предусматриваются специальные устройства компенсации влияния температуры. В большинстве случаев они выполняются в виде генераторов повышенной частоты (десятки килогерц). Напряжение этих генераторов можно подавать на термистор для изменения в нужную сторону величины его сопротивления. При этом должна быть обязательной возможность регулировки величины этого напряжения.

Пользуясь схемой термисторного моста, показанной на рис. 3.3.4, можно проследить за последовательностью операций, связанных с измерением мощности в одной из возможных схем балансного моста. Температурная компенсация в этом случае обеспечивается специальным генератором частоты 60 кГц.

При балансировке моста движок потенциометра R' ставится в некоторую фиксированную точку "1", при этом мощность, поглощаемая термистором от источника постоянного тока, будет равна P_{T_0} , и мост при определенной температуре окружающей среды будет сбалансирован. Если температура окружающей среды иная, то баланс нарушается. Восстановить его можно, не изменяя положения движка потенциометра R' , изменением движком R_K напряжения генератора температурной компенсации.

При подаче на термистор измеряемой мощности сопротивление термистора уменьшается. Чтобы увеличить его и восстановить баланс моста, надо уменьшить мощность постоянного тока, поглощаемую термистором, т.е. переместить движок потенциометра R' на рис. 3.3.4 в некоторую точку "2".

Градуирова шкалу потенциометра R' в единицах мощ-

ности, можно по разности отсчетов P_{T_0} и P_{T_0}' , соответствующих указанным положениям движка данного потенциометра, по формуле (3.3.5) получить значение искомой мощности.

Мост с автоматической балансировкой. Схема такого моста показана на рис. 3.3.5. В ней имеется два моста, идентичных с точки зрения величин параметров входящих в их схемы элементов. Термисторы R_{T1} и R_{T2} первого (основного) и второго (вспомогательного) мостов находятся в одинаковых температурных условиях, т.е. в непосредственной близости друг от друга, но изолированы электрически.

До подачи измеряемой мощности баланс того и другого моста устанавливается автоматически. Резисторы R_2, R_3, R_4 плеч имеют одинаковые сопротивления, т.е. $R_2=R_3=R_4=R$. Режим работы схемы таков, что если $R_{T1}=R$ и напряжение обратной связи $U_{обр}$ (напряжение в диагонали моста) равно нулю, то U_r — напряжение выхода генератора, питающего мост, имеет величину, при которой выделяемая на термисторе первого моста мощность равна P_{T_0} . При этом и U_0^- выпрямленное напряжение, питающее второй мост, имеет величину, необходимую для баланса второго моста с термистором R_{T2} , т.е. обеспечивается условие: $R_{T2}=R$. Поэтому показания прибора H , включенного в диагональ второго моста, равны нулю.

Если сопротивления термисторов R_{T1} и R_{T2} уменьшились за счет изменения окружающей температуры, то это приведет к такому изменению $U_{обр}$, которое уменьшит U_r , и следовательно, U_0 , что в свою очередь приведет к увеличению сопротивлений термисторов R_{T1} и R_{T2} , т.е. к восстановлению баланса моста.

При таком изменении температуры, когда сопротивление обоих термисторов увеличивается (температура уменьшается), напряжение $U_{обр}$ уменьшится, вызвав увеличение U_r и U_0 . В конце концов сопротивление термисторов возрастает до исходной величины.

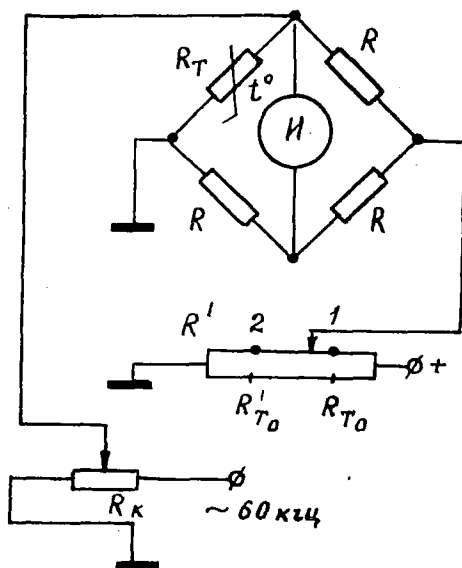


Рис. 3.3.4

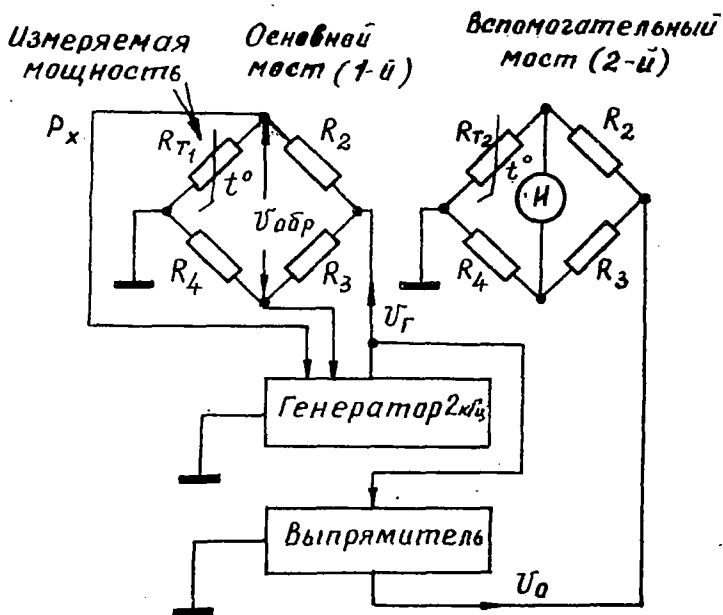


Рис. 3.3.5

Получаются цепочки зависимостей (3.3.6)–(3.3.9), если в них символом \uparrow обозначать возрастание той или иной величины, а символом \downarrow – ее уменьшение.

$$\left. \begin{array}{l} R_{T_1} \uparrow \\ R_{T_2} \uparrow \end{array} \right\} U_{обр} \downarrow \left\{ \begin{array}{l} U_r \uparrow; P_{T_1} \uparrow; R_{T_1} \downarrow \\ U_o \uparrow; P_{T_2} \uparrow; R_{T_2} \downarrow \end{array} \right. \quad (3.3.6)$$

$$\left. \begin{array}{l} R_{T_1} \downarrow \\ R_{T_2} \downarrow \end{array} \right\} U_{обр} \uparrow \left\{ \begin{array}{l} U_r \downarrow; P_{T_1} \downarrow; R_{T_1} \uparrow \\ U_o \downarrow; P_{T_2} \downarrow; R_{T_2} \uparrow \end{array} \right. \quad (3.3.8)$$

$$\left. \begin{array}{l} R_{T_1} \uparrow \\ R_{T_2} \uparrow \end{array} \right\} U_{обр} \downarrow \left\{ \begin{array}{l} U_r \downarrow; P_{T_1} \downarrow; R_{T_1} \uparrow \\ U_o \downarrow; P_{T_2} \downarrow; R_{T_2} \uparrow \end{array} \right. \quad (3.3.9)$$

При измерении мощности схемой (рис. 3.3.5) происходит изменение сопротивления термистора только первого моста, так как измеряемая мощность P_x подается только на этот термистор. Сопротивление термистора второго моста за счет измеряемой мощности не может измениться.

Баланс первого моста автоматически восстанавливается, но при этом по схеме зависимостей (3.3.9) увеличивается сопротивление термистора R_{T_2} , т.е. второй мост разбалансируется. Так как в его диагонали включен прибор H , то показания его станут отличными от нуля, и по ним можно будет судить о величине мощности, вызвавшей цепочку зависимостей (3.3.8) и (3.3.9), т.е. в конечном счете – о величине измеряемой мощности.

Надо отметить, что хотя отсчет снимается по прибору, включенному в разбалансированный мост, тем не менее входное сопротивление схемы данного измерителя мощности остается согласованным с сопротивлением фидера, по которому подводится измеряемая мощность P_x . Это объясняется тем, что баланс первого (основного) моста при измерении P_x восстанавливается, а разбалансируется второй мост, схема которого непосредственно с фидером не связана и на согласование не влияет.

Рассматриваемая схема, сохраняя ранее указанные достоинства сбалансированного моста, снимает недостаток таких схем – позволяет вести контроль текущих изменений исследуемой мощности.

§ 3.4. Вспомогательные приборы для измерения мощности СВЧ

Термисторный метод измерения мощности широко применяется благодаря ряду достоинств, в том числе - достаточно высоким точности и чувствительности. Но нельзя не отметить такого недостатка термистора, как малая предельно допустимая мощность его. Это объясняется малыми геометрическими размерами термистора, что в свою очередь определяется особенностями включения термисторов в коаксиальные и волноводные конструкции СВЧ-трактов.

Величина предельной мощности термистора в таких конструкциях не может быть больше 10 мВт . Мощности же, с которыми приходится иметь дело при измерениях, могут составлять десятки, сотни киловатт и даже мегаватты.

Для расширения пределов измерения мощности термисторными ваттметрами применяются вспомогательные приборы: аттенуаторы и направленные ответвители.

Аттенуаторы - четырехпольники, у которых мощность на выходе $P_{\text{вых}}$ в определенное число раз меньше мощности, поданной на вход аттенуатора $P_{\text{вх}}$ (рис. 3.4.1). Аттенуаторы классифицируются по принципу действия - поглощающие, предельные, ферритовые; по конструктивному принципу - волноводные, коаксиальные; по величине затухания - с фиксированным или переменным затуханием; по точности и другим признакам.

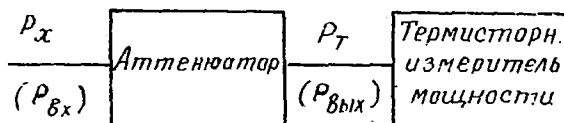


Рис. 3.4.1

Все аттенкуаторы характеризуются величиной затухания (ослабления мощности) α , вычисляемой по формуле

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вх}}} \text{ дБ}. \quad (3.4.1)$$

В измерительной технике чаще всего встречаются поглощающие и предельные аттенкуаторы.

Поглощающие аттенкуаторы — такие, где часть подаваемой на вход аттенкуатора мощности поглощается в специальном слое поглотителя, превращаясь в тепло.

Предельные аттенкуаторы основаны на явлении затухания электромагнитного поля вдоль волновода, поперечные размеры которого меньше некоторых критических для данной длины волны. И те и другие аттенкуаторы могут быть фиксированного и переменного затухания.

Поглощающие аттенкуаторы обычно применяются в качестве фиксированных аттенкуаторов для ослабления больших мощностей, но могут применяться и как переменные аттенкуаторы, когда нужно обеспечить малые, начиная с нуля, затухания. Недостатком поглощающих аттенкуаторов является изменение затухания с изменением длины волны передаваемых через аттенкуатор исследуемых колебаний. Это требует введения поправок в показания аттенкуаторов и, создавая неудобства при использовании их, является источником дополнительных ошибок измерения.

Предельные аттенкуаторы обычно не требуют корректировки значения установленного на них затухания. Недостатком таких аттенкуаторов является неустранимое начальное затухание величиной $\alpha_{\text{пр мин}} = 10 \div 15 \text{ дБ}$, что ограничивает применение их область затуханий, больших $\alpha_{\text{пр мин}}$. Такие аттенкуаторы используются преимущественно в генераторах стандартного сигнала и в анализаторах спектра.

Схема измерения мощности с помощью аттенкуатора показана на рис. 3.4.1. Нетрудно видеть, что если, например, требуется измерить мощность, отдаваемую пере-

датчиком РЛС в антенну (рис. 3.4.2), то это должно быть связано с отключением антенны на время измерения и подключением вместо нее последовательно соединенных аттенлятора и термисторного измерителя мощности. Иными словами, РЛС прекратит свою работу на время измерения. Это, конечно, является большим недостатком применения аттензаторов для измерения в схемах, подобных схеме (рис. 3.4.2).

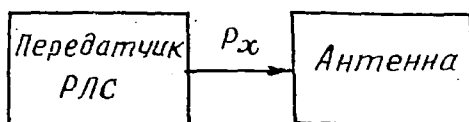


Рис. 3.4.2

Направленные ответвители позволяют вести измерение мощности в схеме (рис. 3.4.2), не отключая антенны и не прекращая излучения мощности, т.е. работы РЛС.

Направленный ответвитель - устройство, которое некоторую часть (обычно малую) измеряемой мощности; передаваемой через него, отводит к измерителю мощности.

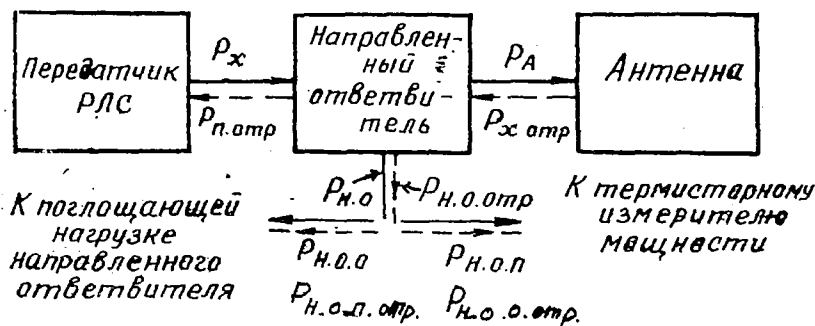


Рис. 3.4.3

На рис. 3.4.3 схематически показано распределение мощностей при использовании направленного ответвителя. Сплошной линией на этой схеме показано распространение прямой (падающей) волны в нагрузку, пунктирной - обрат-

ной (отраженной) волны. Мощности прямой волны связаны между собой следующими соотношениями:

$$P_x = P_A + P_{н.о} ; \quad (3.4.2)$$

$$P_{н.о} = P_{н.о.п} + P_{н.о.о} . \quad (3.4.3)$$

Направленный ответвитель характеризуется двумя параметрами: переходным затуханием (ослаблением) α и направленностью β , которые определяются в децибелах на основе соотношений:

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_x}{P_{н.о.п}} ; \quad (3.4.4)$$

$$\beta = 10 \lg \frac{P_{н.о.п}}{P_{н.о.о}} . \quad (3.4.5)$$

Если направленный ответвитель в схеме (рис. 3.4.3) повернуть, он будет ответвлять часть мощности отраженной волны, и аналогично четырем последним соотношениям можно записать:

$$P_{x.отр} = P_{п.отр} + P_{н.о.отр} ; \quad (3.4.6)$$

$$P_{н.о.отр} = P_{н.о.п.отр} + P_{н.о.о.отр} ; \quad (3.4.7)$$

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_{x.отр}}{P_{н.о.п.отр}} ; \quad (3.4.8)$$

$$\beta = 10 \lg \frac{P_{н.о.п.отр}}{P_{н.о.о.отр}} . \quad (3.4.9)$$

Практически поворот направленного ответвителя неудобен, — он связан с разрывом линии передачи на некоторое время. Поэтому применяются так называемые двунаправлен-

ные ответвители, представляющие собой жесткое соедине-
ние двух противоположно направленных идентичных ответ-
вителей. Этой конструкцией производится одновременное
ответвление части мощности падающей и отраженной волн.

Мощность $P_{H.O.P}$ или $P_{H.O.P.отр}$ измеряется термистор-
ным измерителем мощности, подключаемым к специальному
выходу направленного ответвителя. Мощность $P_{H.O.O}$ или
 $P_{H.O.O.отр}$ поглощается специальной согласованной нагруз-
кой, имеющейся в направленном ответвителе. Зная изме-
ренную мощность и параметры α и β направленного от-
ветвителя, можно найти мощность, передаваемую в антен-
ну. Из соотношения (3.4.4) получим

$$P_x = P_{H.O.P} \cdot 10^{\frac{\alpha}{10}} \quad (3.4.10)$$

Это, строго говоря, не та мощность, которая поступает
в антенну, ибо по (3.4.2) эта мощность будет равна

$$P_A = P_x - P_{H.O.} \quad (3.4.11)$$

Найдем по формуле (3.4.5) $P_{H.O.O}$, а затем по (3.4.3)
 $P_{H.O.}$. В результате вычислений получим

$$P_{H.O.} = P_{H.O.P} \left(1 + 10^{\frac{-\beta}{10}} \right) \cong P_{H.O.P} \quad (3.4.12)$$

Приближение в последней формуле допустимо, так как
обычно для направленных ответвителей $\beta = 10 \div 30$ дБ.
Учтя это приближение, из (3.4.11) получим

$$P_A = P_{H.O.P} \left(1 + 10^{\frac{\alpha}{10}} \right) \quad (3.4.13)$$

Величина переходного затухания направленных ответвите-
лей, применяемых в практике измерений, $\alpha = 70 \div 80$ дБ.
Таким образом, можно в скобке (3.4.13) пренебречь срав-
нительно со вторым слагаемым единицей, что дает возмож-
ность считать величины P_x (3.4.10) и P_A (3.4.13)
равными.

Производя аналогично разобранным выше измерение
мощности отраженной волны, переворачивая ответвитель

или пользуясь вторым из двунаправленного ответвителя, получим

$$P_{x\text{отр}} = P_{н.о.п.\text{отр}} 10^{\frac{\alpha}{10}}. \quad (3.4.14)$$

Из формул (3.4.10) и (3.4.14) можно найти коэффициент отражения ρ в виде:

$$\rho = \sqrt{\frac{P_{x\text{отр}}}{P_x}}. \quad (3.4.15)$$

Откуда коэффициенты стоячей волны (КСВ) и бегущей волны (КБВ), характеризующие исследуемый тракт передачи мощности, будут

$$КСВ = \frac{1+\rho}{1-\rho}; \quad КБВ = \frac{1-\rho}{1+\rho}. \quad (3.4.16)$$

Рассмотрим следующий пример. С помощью двунаправленного ответвителя ($\alpha = 70 \text{ дБ}$) измеряется мощность, передаваемая в антенну РЛС. Результат измерения мощности термисторным измерителем: $P_{н.о.п.} = 2 \text{ мВт}$, $P_{н.о.п.\text{отр}} = 0,1 \text{ мВт}$. Определить мощность, отдаваемую в антенну, и КСВ.

По формуле (3.4.10) $P_x = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^7 = 2 \cdot 10^4 \text{ Вт} = 20 \text{ кВт}$, а по (3.4.14) $P_{x\text{отр}} = 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^7 = 0,1 \cdot 10^4 \text{ Вт}$. Коэффициент отражения ρ по (3.4.15) $\rho = \sqrt{0,05} \cong 0,22$; следовательно, по (3.4.16) $КСВ = 1,56$, $КБВ = 0,64$.

Если термисторный измеритель мощности реагирует на минимально возможную мощность порядка долей милливатта ($P_{н.о.п.} \cong 10^{-4} \text{ Вт}$), то при $\alpha = 70 \text{ дБ}$ по (3.4.10) $P_x \geq 10^3 \text{ Вт}$.

Таким образом, направленный ответвитель может применяться для измерения мощности, не меньшей некоторой определенной величины.

Г л а в а 4

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

§ 4.1. Назначение и классификация измерительных генераторов

Измерительными генераторами (ИГ) называются устройства, предназначенные для получения колебаний, необходимых для производства различных измерений и для испытания радиоэлектронной аппаратуры. Выходные колебания ИГ характеризуются определенными параметрами: мощностью или величиной напряжения, формой, частотой несущего колебания и т.д.

Часто выходные колебания ИГ называют сигналом, а сами измерительные генераторы - генераторами сигналов (ГС).

Если значения параметров сигнала имеют повышенную точность и являются достаточно стабильными во времени, то такой сигнал принято называть стандартным, а измерительные генераторы - генераторами стандартного сигнала (ГСС).

В большинстве случаев термины ГС и ГСС относятся к генераторам, выходные колебания которых имеют синусоидальную форму.

Приведем примеры использования измерительных генераторов для измерений.

П е р в ы й п р и м е р . Испытание приемника вещательного и связного диапазонов. Его можно проводить, подавая на вход приемника калиброванный сигнал ГСС той частоты, на которую настроен приемник. Функциональная схема испытания приемника показана на рис. 4.1.1. Чтобы

выходное устройство (динамик) приемника могло реагировать на принимаемый сигнал, он должен иметь вид временной зависимости, показанной на рис. 6.4.I.

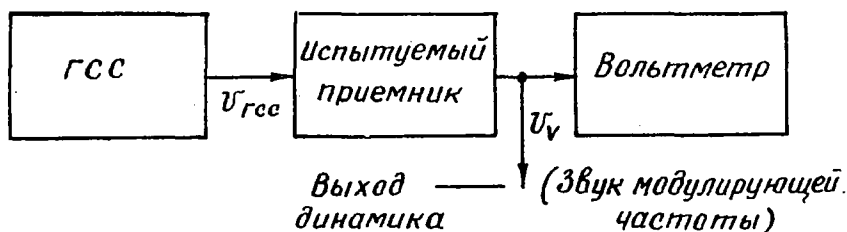


Рис. 4.I.I

Лучше вместо динамика (или параллельно ему) иметь на выходе в качестве индикаторного прибора электронный или другой вольтметр. Показания U_V последнего будут являться функцией величины $U_{ГСС}$ - калиброванного напряжения входного сигнала. Очевидно, что в общем случае уменьшение $U_{ГСС}$ вызывает уменьшение U_V . Если задаться величиной $U_V \min$ - предельно возможной величиной выходного напряжения, то можно в схеме (рис. 4.I.I) экспериментально определить $U_{ГСС \min}$ - минимальное напряжение на входе приемника, на которое еще реагирует приемник.

Считая, что последняя величина есть левая часть равенства (2.4.I), можно при данной $h\partial$ - действующей высоте антенны определить величину напряженности поля E , которая обеспечит нормальный прием сигнала в месте расположения приемника.

Следовательно, испытание приемника требует наличия ГСС, дающего АМ-колебания необходимой частоты и величины напряжения.

Принципиально такой метод применим и для испытания приемников другого диапазона, например, СВЧ, рассматриваемого ниже в § 7.I. Только при этом измерительный генератор должен иметь выходной сигнал соответствующих параметров.

В т о р о й п р и м е р . Испытание усилителя низ-

кой частоты (УНЧ). Качество такого усилителя определяется, в частности, по его амплитудно-частотной характеристике, т.е. зависимости отношения величины напряжения на его выходе $U_{\text{вых}}$ к величине напряжения на входе $U_{\text{вх}}$ в функции частоты (рис. 4.1.2). Отклонение величины данного отношения от таковой для идеального усилителя не должно быть больше заданной (обычно в децибелах) величины. Для экспериментального снятия зависимости (рис. 4.1.2) необходимо собрать схему (рис. 4.1.3), в которую включается генератор сигналов низкой (звуковой) частоты. Последний в данном измерении должен обеспечивать постоянство величины напряжения (оно будет для УНЧ величиной $U_{\text{вх}}$), а частота колебаний при этом должна иметь возможность изменения в заданных пределах.

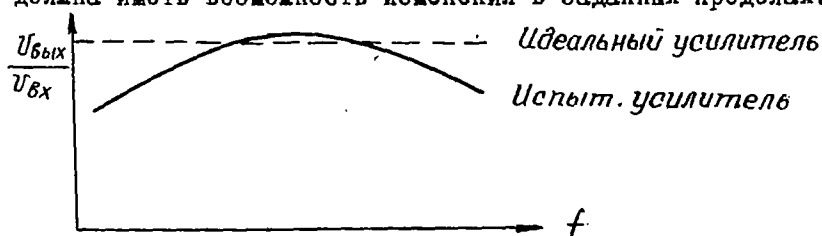


Рис. 4.1.2

Таким же образом с применением ИГ соответствующих частотных диапазонов можно исследовать и другие устройства, определяя их амплитудно-частотные характеристики.

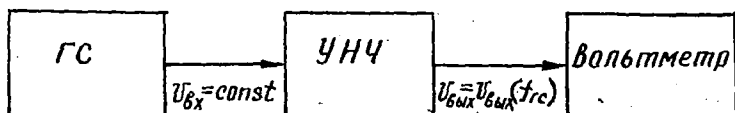


Рис. 4.1.3

Измерительные генераторы применяются для испытания гидроакустической, радиолокационной, связной и другой специальной радиоэлектронной аппаратуры. В любом случае

основной задачей ИГ является получение сигнала с заданными параметрами, величины которых достаточно точно известны. Генераторы называют измерительными потому, что они генерируют сигналы, применяемые для различных измерений. Они не производят измерений, подобных, например, измерению напряжения вольтметром, как иногда думают ошибочно, ориентируясь на слово "измерительный". Иными словами, на измерительный генератор не подается сигнал для измерения его параметров, а, наоборот, сам измерительный генератор выдает необходимый сигнал, определяя, конечно, при этом его параметры.

В настоящее время в эксплуатации находится очень большое количество ИГ различных частотных диапазонов, типов и назначения. К классификации их можно подходить с различных позиций. Положим в основу классификации частотный диапазон генерируемых колебаний для ГС и ГСС и характеристики выходного сигнала для других генераторов. В соответствии с этим принципом разделим все измерительные генераторы на следующие группы:

1. Генераторы инфранизкой частоты (ИНЧ).
2. Генераторы звуковой и ультразвуковой частот (ЗЧ и УЗЧ).
3. Генераторы высокой частоты (ВЧ).
4. Генераторы сверхвысокой частоты (СВЧ).
5. Импульсные генераторы.
6. Генераторы специального назначения.

Несмотря на различие в частотном диапазоне генерируемых сигналов, в их форме и назначении измерительных генераторов и т.п., все измерительные генераторы имеют много общего, с точки зрения принципа действия. Эта общность видна из обобщенной функциональной схемы ИГ, показанной на рис. 4.1.4.

Задающий генератор (I) после включения рассматриваемой на рис. 4.1.4 схемы начинает генерировать колебания $u_1(t)$, основные параметры которых определяются элементами схемы задающего генератора. Обычно имеется возможность изменения параметров $u_1(t)$ в некоторых пределах.

В следующий (2) каскад схемы (рис. 4.1.4) помимо колебаний $U_1(t)$ могут также поступать внешние напряжения $U_{вн}(t)$ либо $U_m(t)$ устройства (3), в результате чего параметры сигнала $U_2(t)$ на выходе рассматриваемого каскада будут другими. Обычно здесь происходит изменение формы сигнала, а также его величины. Но изменение формы не обязательно, и часто $U_1(t)$ и $U_2(t)$ отличаются только величиной, т.е. амплитудой, мощностью и т.д.

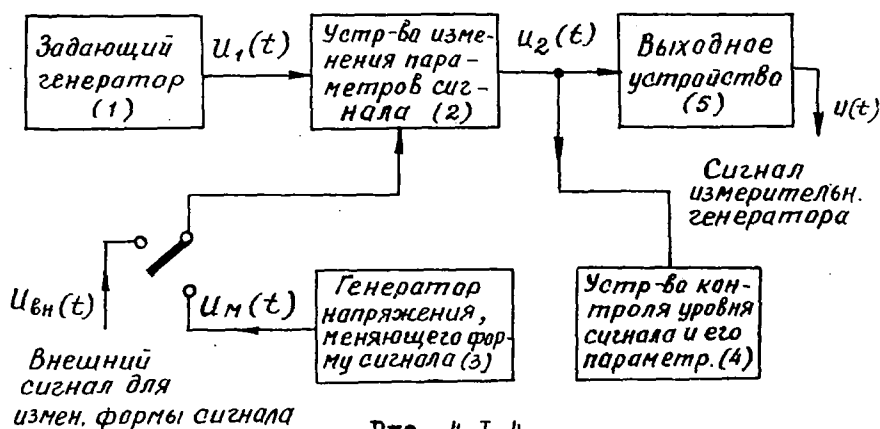


Рис. 4.1.4

Параметры сигнала $U_2(t)$ контролируются специальным устройством (4) и поступают на выходное устройство (5).

Схема блока (4) на рис. 4.1.4 в общем случае представляет собой совокупность нескольких измерительных приборов и может измерять различные параметры колебания на выходе (2): напряжение или мощность $U_2(t)$, частоту его, коэффициенты, характеризующие особенности формы этого колебания и т.д. Иногда в схеме (4) может быть осциллографический индикатор для наблюдения формы сигнала.

Последний (5) каскад схемы ИГ предназначается для согласования сопротивлений выхода ИГ с сопротивлением исследуемой радиоэлектронной схемы. Кроме того, в (5) происходит калиброванное ослабление сигнала, и оконча-

тельный выходной сигнал ИГ $u(t)$ по всем параметрам, за исключением величины напряжения (или мощности), совпадает с сигналом $u_2(t)$.

Измерение величины напряжения (мощности) сигнала непосредственно на выходе ИГ не производится, хотя именно эта величина нас и интересует. Это объясняется тем, что диапазон напряжений (мощности) сигнала обычно очень широк и может включать в себя очень малые величины. Широкодиапазонные приборы имеют низкую точность, почему было бы трудно обеспечить достаточно точную установку величины выходного напряжения. Поэтому оказывается целесообразным величину напряжения (мощности) выходного сигнала определять по некоторым постоянным для данного измерения показаниям измерительного прибора (4) с учетом калиброванного ослабления в (5). Все остальные параметры сигнала $u(t)$ находятся по показаниям измерительных приборов, входящих в (4). Изложенный принцип определения величины выходного сигнала применяется во всех измерительных генераторах.

Теперь рассмотрим последовательно назначение, принцип действия и особенности всех указанных выше групп измерительных генераторов.

§ 4.2. Генераторы инфранизкой, звуковой и ультразвуковой частот

Генераторы этих частотных диапазонов имеют общую функциональную схему, показанную на рис. 4.2.1. Она получается из обобщенной функциональной схемы измерительного генератора (рис. 4.1.4), рассмотренной выше, исключением из нее блока (3) — генератора напряжения, меняющего форму сигнала. Это объясняется тем, что задачей генератора в данном случае является получение синусоидальных по форме колебаний соответствующего диапазона.

Генераторы инфранизкой частоты должны обеспечивать генерирование колебаний в диапазоне от десятых долей

герца до сотен герц. Диапазоном звуковых частот является полоса частот с границами 20 Гц снизу и 20 кГц сверху, а частоты от 20 кГц до 200 кГц называются ультразвуковыми.

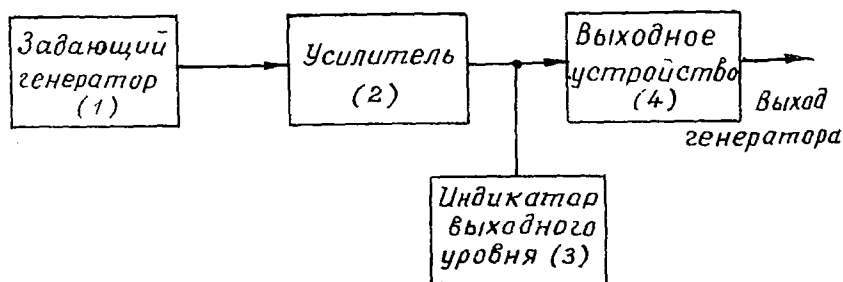


Рис. 4.2.1

Генераторы инфранизких частот применяются для питания и настройки узлов и систем автоматической регулировки и аналоговых вычислительных машин.

Генераторы звуковой частоты находят применение в схемах регулировки и настройки низкочастотных каскадов радиовещательной и связной аппаратуры. Кроме того, они, как и генераторы ультразвуковой частоты, используются при исследовании гидроакустических станций и других гидроакустических установок.

Схема задающего генератора (I) на рис. 4.2.1 обеспечивает хорошую форму колебаний. Коэффициент нелинейных искажений (см. § 6.5) обычно не более $1 \pm 2\%$. В зависимости от частотного диапазона того или иного генератора задающий генератор может выполняться по различной схеме.

В генераторах звуковой и ультразвуковой частот чаще всего это схема RC -генератора. Такой генератор, имея вполне приемлемые габариты, обеспечивает перекрытие необходимого частотного диапазона за счет изменения параметров R и C его. (Частота генерируемых колебаний f такого генератора обратно пропорциональна произведению $R \cdot C$).

Улучшение формы генерируемых колебаний достигается введением в схему генератора цепи отрицательной обратной связи, которая кроме того еще уменьшает величину генерируемого напряжения. Усиление его до необходимой величины производится в следующем блоке (2) схемы (рис. 4.2.1).

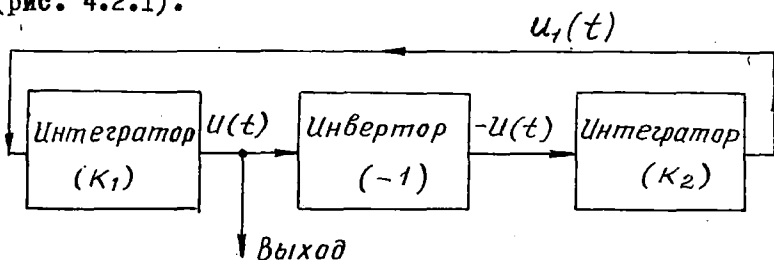


Рис. 4.2.2

Обеспечить достаточно высокую стабильность инфранизкой частоты схемой RC -генератора трудно. Поэтому задающий генератор ИЧ собирается по иной схеме. Он представляет собой вычислительную схему (рис. 4.2.2), на выходе которой получается необходимое напряжение. Между напряжениями в схеме (рис. 4.2.2) существует связь, устанавливаемая формулами (4.2.1):

$$\frac{du(t)}{dt} = K_1 u(t); \quad \frac{du_1(t)}{dt} = -K_2 u(t). \quad (4.2.1)$$

Эти соотношения и дают напряжение необходимой формы $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, где значение ω частоты генерируемых колебаний определяется параметрами схем интеграторов.

Усилитель (2) в схеме (рис. 4.2.1) помимо своей прямой роли — получения напряжения необходимой величины служит также "буфером", устраняющим влияние последующих каскадов на схему задающего генератора. Кроме того, в схеме усилителя может производиться симметрирование напряжения. На рис. 4.2.3 показаны несимметричное (а) и симметричное (б) напряжения относительно

"земли" или массы прибора. Разность потенциалов и в том и в другом случае остается синусоидальной, но в случае (а) один "провод" схемы имеет постоянный потенциал, условно принимаемый за нуль. Потенциал же второго "провода" меняется по закону синуса, следовательно, разность потенциалов тоже меняется по этому закону. В случае (б) потенциалы "проводов" противофазны, а разность их меняется по тому же синусоидальному закону. В ряде случаев в испытуемую схему должно подаваться именно симметричное относительно "земли" напряжение.

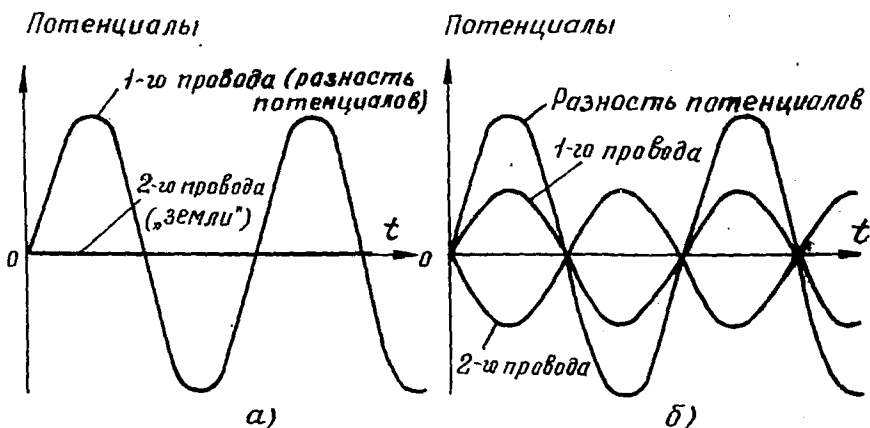


Рис. 4.2.3

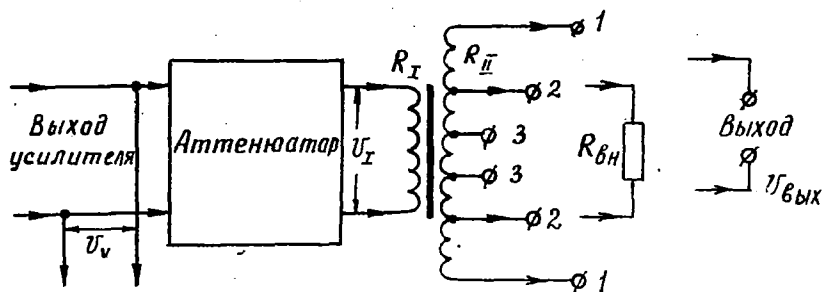
Индикатор выходного уровня (3) - обычно электронный или детекторный вольтметр, по показаниям которого можно судить о величине усиленного напряжения, или, что то же самое, о величине напряжения на входе последнего блока схемы (рис. 4.2.1) - выходного устройства. Шкала индикатора, как правило, градуирована в действующих значениях напряжения.

Выходное устройство обычно состоит из последовательно включенных аттенуатора и согласующего трансформатора (рис. 4.2.4).

Аттенуатор - высокоточный делитель напряжения, ступени деления которого дают ослабление (затухание напряжения) на целое число децибел. При этом, независимо от

124

установленного затухания, сопротивление выхода аттенюатора остается постоянным и равным сопротивлению R_I - эквивалентному сопротивлению согласующего трансформатора. Вторичная обмотка этого трансформатора имеет выводы различных секций ее. Это позволяет изменять сопротивление выхода генератора R_{II} и одновременно менять величину выходного напряжения в K раз ($K = \frac{U_{Вых}}{U_{Вх}} = \frac{U_{II}}{U_I}$ - коэффициент трансформации).



K индикатору
выходного уровня

Рис. 4.2.4

Полагая, что потерь мощности в трансформаторе нет, можно записать

$$\rho = \frac{U_I^2}{R_I} = \frac{U_{II}^2}{R_{II}} = \frac{U_{Вых}^2}{R_{II}} \quad (4.2.2)$$

Откуда получим, что коэффициент трансформации

$$K = \frac{U_{Вых}}{U_I} = \sqrt{\frac{R_{II}}{R_I}} \quad (4.2.3)$$

Чаще всего $R_I = 600 \text{ Ом}$, т.е. эквивалентное сопротивление согласующего трансформатора равно сопротивлению, выбранному в качестве стандартного (см. § 2.9).

Подключение той или иной секции вторичной обмотки к клеммам выхода генератора дает возможность согласования сопротивления генератора R_{II} , определяемого из (4.2.3), с определенными сопротивлениями исследуемых схем, являющихся нагрузкой генератора.

При высокоомных нагрузках генератор будет работать практически в режиме холостого хода. Во избежание этого вторичную обмотку согласующего трансформатора нагружают на так называемую внутреннюю нагрузку (внутреннее сопротивление, величина которого равна $R_{\text{вн}} = R_I = = 600 \text{ Ом}$).

Напряжение на выходе генератора определится по формуле

$$U_{\text{вых}} = K \cdot U_V \cdot 10^{-\frac{\alpha}{20}}, \quad (4.2.4)$$

в которой K - коэффициент трансформации, U_V - показания индикатора выходного уровня, α - затухание в децибелах, установленное аттенуатором. Эта формула получается из известного соотношения (4.2.5) между напряжениями на входе U_V и на выходе U_I аттенуатора

$$\alpha = 20 \lg \frac{U_V}{U_I} \text{ дБ}, \quad (4.2.5)$$

а так как $U_{\text{вых}} = U_{\text{н}} = K \cdot U_I$ или $K U_I = U_{\text{вых}}$, то, подставляя последнее соотношение в (4.2.5), получим приведенную выше формулу (4.2.4) для напряжения на выходе генератора.

В некоторых конкретных типах генераторов (ГЗ-33) расчета величины выходного напряжения производить не нужно. Шкала индикатора выходного уровня градуируется непосредственно в единицах выходного напряжения, хотя сам индикатор схемно расположен там же, т.е. на входе последнего блока. Устанавливаемые величины K - коэффициента трансформации и α - затухания в данном случае определяют верхний предел шкалы индикатора выходного уровня.

§ 4.3. Генераторы высокой частоты

Высокими частотами принято считать частоты диапазона от сотен килогерц до десятков мегагерц, т.е. те ча-

стоты, которые применяются в радиовещании и радиосвязи. Измерительные генераторы этого частотного диапазона должны обеспечивать генерирование синусоидальных (незатухающих) колебаний указанного частотного диапазона или этих же колебаний, но модулированных по амплитуде.

Напряжение таких генераторов должно иметь возможность изменения в пределах от единиц вольт (чаще всего от 1 В) до единиц и десятых долей микровольт. Напряжение порядка микровольт как раз и необходимо при производстве измерений, которые были иллюстрированы (рис. 4.1.1).

Функциональная схема ИГ высокой частоты совпадает с обобщенной схемой измерительных генераторов, представленной на рис. 4.1.4. Обратим внимание на особенности частей этой схемы.

Задающий генератор выполняется по одной из известных схем LC -генератора. Частота колебаний меняется изменением величины L -индуктивности контура (переключение частотного диапазона генерируемых колебаний) и изменением C -емкости контурного конденсатора (плавное изменение частоты колебаний в пределах установленного диапазона). В схеме задающего генератора приняты все меры для стабилизации частоты и амплитуды колебаний (стабилизация напряжения источников питания, экранирование цепей и т.д.).

Устройство регулировки параметров сигнала представляет собой схему резонансного усилителя, частота настройки которого меняется вместе с изменением частоты колебаний, генерируемых задающим генератором. Рассматриваемая схема усилителя выполняет несколько функций. Она играет роль буферного каскада, устраняющего влияние нагрузки на задающий генератор. Во-вторых, здесь происходит регулируемое по величине усиление сигнала. Кроме того, в рассматриваемую схему может быть подано напряжение от специального генератора напряжения (3) на рис. 4.1.4 для модуляции колебаний по амплитуде.

Амплитудная модуляция может быть произведена за счет некоторого внешнего сигнала, источником которого служит, в частности, генератор звуковой частоты, рассмотренный выше. Напряжение этого генератора подается на специальный вход ИГ высокой частоты.

Указанный выше генератор (3) схемы (рис. 4.1.4) генерирует одну (чаще всего $400 \Gamma\text{ц}$) или две ($400 \Gamma\text{ц}$ и $1000 \Gamma\text{ц}$) фиксированные частоты. Эти колебания имеют достаточно хорошую синусоидальную форму и достаточно стабильны.

Устройство контроля уровня сигнала (4) в схемах генераторов высокой частоты предназначено для контроля величины напряжения на выходе предыдущего устройства или на входе оконечного устройства генератора - выходного устройства. Помимо этого оно выполняет функцию измерения коэффициента АМ сигнала ИГ.

Обычно рассматриваемое устройство представляет собой схему двух вольтметров. Применение такой схемы для измерения коэффициента АМ рассматривается ниже в § 6.4. Один из вольтметров (среднего значения) в этой схеме применяется для контроля и установки величины уровня напряжения на выходе ИГ.

На шкале вольтметра градуировка такова, что калибруется только одна точка (чаще всего $1 В$ в единицах действующего значения). На это деление и должна устанавливаться стрелка прибора при установке на выходе ИГ заданного напряжения.

Выходное устройство - система высокоточных резисторов, задачей которых является калиброванное ослабление напряжения. Коэффициент ослабления N должен меняться в широких пределах. Он имеет величины до сотен тысяч и миллионов. К точности значений величин сопротивлений резисторов выходного устройства предъявляются высокие требования.

Рассматриваемая система резисторов или аттенуатор выполняется так, что при изменении коэффициента деления

сохраняется постоянной величина сопротивления выхода генератора.

Выходное напряжение ИГ определяется по установленному с помощью вольтметра значению напряжения U_V с учетом n -коэффициента калиброванного ослабления.

Вообще $U_{\text{вых}} = \frac{1}{n} U_V$. Но для удобства пользования генератором органы регулировки коэффициента n выходного устройства маркируются определенными числами. Произведение этих чисел дает значение выходного напряжения в микровольтах. При этом сам коэффициент деления n остается неизвестным, ибо он интересует нас постольку, поскольку необходимо определить напряжение на выходе измерительного генератора высокой частоты.

Рассмотрим пример установки напряжения на выходе ИГ высокой частоты по показаниям аттенуаторов. Пусть выходное устройство представляет собой три последовательно соединенных аттенуатора: первый - плавный, второй и третий - ступенчатые. Схема их показана на рис.4.3.1. Показания вольтметра пусть будут $U_V = 1 \text{ В}$. Если коэффициенты деления аттенуаторов будут 1,92; 1000 и 100 соответственно, то общий коэффициент деления будет

$n = 1,92 \cdot 10^5 = 0,192 \cdot 10^6$. Следовательно, на выходе ИГ будет напряжение $U_{\text{вых}} = \frac{1}{0,192 \cdot 10^6} \text{ В}$. При этом на шкалах аттенуаторов можно отсчитать следующие условные числа. На первом - "5,2", на втором - "10", на третьем - "0,1". Произведение их дает $U_{\text{вых}} = 5,2 \cdot 10^0 \cdot 0,1 = 5,2 \text{ мкВ}$, что совпадает с числом $\frac{1}{0,192 \cdot 10^6} = 5,2 \text{ мкВ}$.

§ 4.4. Генераторы сверхвысокой частоты

Диапазон сверхвысоких частот очень широк, и нет возможности обеспечить перекрытие этого диапазона схемой одного генератора. Надо сказать, что в этом и нет

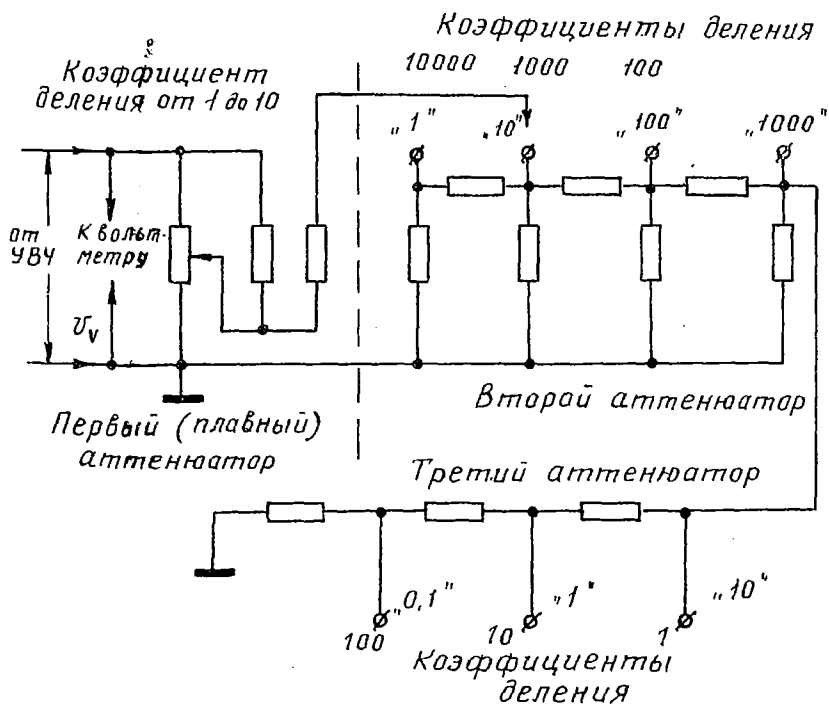


Рис. 4.3.1

необходимости, ибо проверяемая аппаратура СВЧ никогда не имеет столь широкого частотного диапазона. Все используемые схемы СВЧ, а, следовательно, и измерительные генераторы СВЧ подразделяются на диапазоны волн, входящих в СВЧ: дециметровый, сантиметровый, миллиметровый диапазоны. И более того, сантиметровый диапазон, например, разделяется на десятисантиметровый, трехсантиметровый и т.д. диапазоны.

Генерирование колебаний в каждом из этих диапазонов имеет свои особенности, которые определяют схемные решения соответствующего генератора.

Измерительные генераторы СВЧ должны обеспечить генерирование незатухающих колебаний соответствующего диапазона и, кроме того, необходимую модуляцию этих колебаний (импульсную, частотную и т.д.).

Задачей ИГ СВЧ является исследование свойств аппаратуры соответствующего диапазона, в частности радиолокационной аппаратуры.

Обобщенная схема (рис. 4.1.4) сохраняется и для генераторов СВЧ, хотя эта схема имеет определенную специфику.

Задающий генератор представляет собой либо схему, собранную на триоде специальной конструкции (типа "маячковый" триод, например), либо отражательный клистрон. В генераторах СВЧ модуляция колебаний осуществляется подачей соответствующего напряжения непосредственно в схему задающего генератора. Так, импульсная модуляция происходит за счет периодического срыва колебаний, например, напряжением блока (З) схемы (рис.4.1.4), являющегося в данном случае импульсным генератором. Срыв колебаний может происходить также за счет подачи внешнего напряжения от некоторого импульсного генератора.

ЧМ производится в схемах генераторов на клистронах подачей необходимого переменного напряжения на отражательный электрод клистрона. Принцип изменения частоты отражательного клистрона применительно к частному случаю анализа спектров последовательности радиопульсов рассмотрен ниже в § 6.6.

Усиления сигнала задающего генератора в схемах ИГ СВЧ, как правило, не производится. Это объясняется не только принципиальными трудностями реализации такого усиления, но и тем, что сигналы, применяемые для контроля приемной аппаратуры СВЧ — диапазона, должны иметь величину, которая вполне обеспечивается клистронной схемой или схемой на специальных триодах. Поэтому блок (2) в схеме (рис. 4.1.4) предназначен только для роли "буфера", устраняющего влияние остальных блоков на задающий генератор. Эту роль может выполнять развязывающий аттендатор с фиксированной величиной затухания.

Устройство контроля уровня сигнала (4) в генераторах СВЧ предназначается для контроля мощности сигнала на входе последнего блока схемы (рис. 4.1.4). По причинам, изложенным в предыдущей главе, измерение напряжения в диапазоне СВЧ не производится. В некоторых генераторах СВЧ рассматриваемое устройство включает в себя также волномер, он измеряет длину волны или частоту методом, который приведен в следующей главе. Если в данном устройстве генератора имеется осциллографический индикатор, то можно пронаблюдать форму модулирующего импульса.

Выходное устройство является калиброванным аттендатором, затухание которого можно изменять в известных пределах и устанавливать значение этого затухания с достаточной точностью.

По измерителю мощности ИГ устанавливается определенное значение мощности P_0 . Мощность на выходе ИГ будет определяться по формуле (4.4.1), в которой α — установленное аттендатором затухание в децибелах:

$$P_{\text{вых}} = P_0 \cdot 10^{-\frac{\alpha}{10}} \quad (4.4.1)$$

Заметим, что в зависимости от диапазона частот принято считать P_0 равным той или иной величине. Например, в 3-сантиметровом диапазоне $P_0 = 1 \text{ мВт}$, а в 10-сантиметровом диапазоне $P_0 = 10^{-5} \text{ Вт} = 10 \text{ мкВт}$.

§ 4.5. Импульсные генераторы. Генераторы специального назначения

Все рассмотренные выше измерительные генераторы характеризовались тем, что задающий генератор их схем генерировал синусоидальные по форме колебания. Существует ряд генераторов, задачей которых является генерирование колебаний совершенно другой формы.

Так, импульсный генератор представляет собой устройство для получения на его выходе напряжения видеопульсов определенной формы (чаще всего прямоугольной или близкой к ней), частоты следования F и длительности τ . Форма такого напряжения показана на рис.

4.5.1. Функциональная схема генератора импульсов совпадает со схемой (рис. 4.1.4). Задающий генератор этой схемы есть блокинг-генератор или другой генератор, вырабатывающий периодическую последовательность коротких импульсов. Эти импульсы поступают на блок (2), который в данном случае вместе с блоком (3) составляет схему формирования импульсов необходимой формы и длительности. Выходное устройство (5) производит калиброванное ослабление величины импульсного напряжения. Таким образом, период следования импульсов устанавливается изменением параметров блокинг-генератора (1). При этом можно собственный задающий генератор заменить некоторым внешним, подав его колебания на специальный вход импульсного ИГ, а собственный генератор выключить.

Изменять длительность и амплитуду импульса можно изменением параметров обобщенной схемы, включающей в себя блоки (2) и (3). Окончательную установку напряжения импульсного сигнала $U_{\text{вых}}$ производят введением определенного затухания выходного устройства. В устройство (4) входит обычно импульсный вольтметр, позволяющий определить величину импульсного напряжения на входе последнего блока. Остальные параметры импульса имеют величины, соответствующие отсчетам по заранее отградуи-

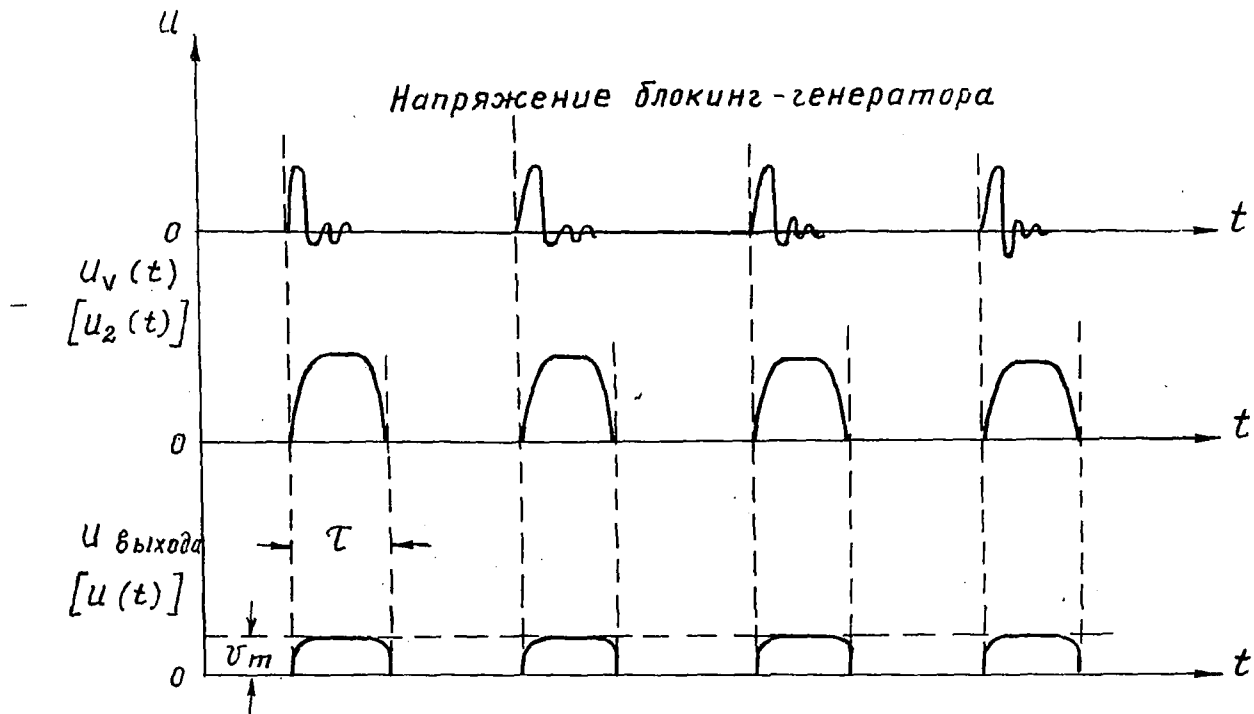


Рис. 4.5.1

рованными шкалам, связанным с изменяющимися элементами схемы. Например, движок реостата, включенного в схему мультивибратора, формирующего импульс, связывается со шкалой, градуированной в единицах длительности импульса.

Рассмотрим теперь примеры так называемых генераторов специального назначения. Под этим названием понимается большая группа ИГ, которые в общем отличаются друг от друга и назначением, и схемными решениями, и другими особенностями. Мы объединяем эти приборы, потому что рассмотрим здесь только два примера таких генераторов. На самом деле число таких приборов очень велико, и им нельзя дать общей характеристики. Единственное, что объединяет их, - это отличие формы сигналов от синусоидальной.

Генераторы шума обеспечивают получение на выходе сигнала, представляющего собой случайный процесс с заданными характеристиками. Форма такого сигнала заранее неизвестна - она случайна. Необходимо знать лишь характеристики этого случайного сигнала: закон распределения, корреляционную функцию и др. Шумовые сигналы используются для проверки важных характеристик приемных устройств различного частотного диапазона.

Функциональная схема ИГ шума совпадает со схемой (рис. 4.2.1).

Задающий генератор в ИГ шума использует естественные флуктуации, имеющие место в различных устройствах (шумы электронных приборов, тепловые флуктуации в резисторах и т.д.). Так как они обычно малы по величине, их приходится усиливать специальными усилителями, имеющими широкую полосу пропускания.

Выходное устройство должно быть широкополосным аттенуатором, достаточно точно калиброванным по затуханию.

Индикатор выходного уровня представляет собой либо среднеквадратичный вольтметр, либо измеритель мощности. В отдельных случаях, определяемых принципом действия задающего генератора шума, интенсивность сигнала может

рассчитываться по известным характеристикам задающего генератора.

Часто к генераторам специального назначения относят так называемые свип-генераторы или генераторы качающейся частоты. Собственно, генератор СВЧ, (не работающий в режиме ЧМ), о котором говорилось в предыдущем параграфе, есть свип-генератор, ибо он вырабатывает постоянное по величине напряжение, а частота этого напряжения меняется (качается). Подробнее о таких генераторах говорится ниже в § 6.6 и в гл. 7, где рассматриваются вопросы анализа последовательности радиоимпульсов с точки зрения их спектральной функции.

Принято, однако, называть свип-генератором устройство, которое не только вырабатывает напряжение, частота которого меняется, как показано на рис. 4.5.2, для подачи его в исследуемую схему (колебательную систему), но имеет также осциллографический индикатор. Последний позволяет наблюдать форму резонансной кривой исследуемой колебательной системы. На рис. 4.5.3 показана идея испытания колебательной системы с помощью свип-генератора.

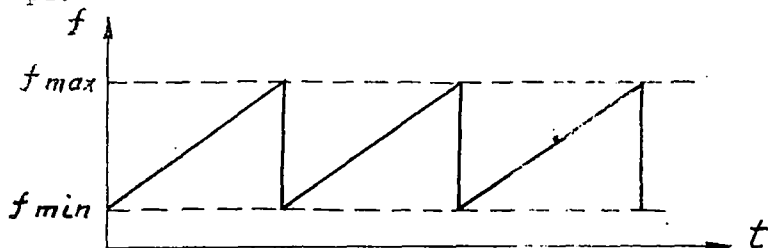


Рис. 4.5.2

Приведенными примерами перечень генераторов несинусоидальных сигналов не ограничивается, и здесь показаны были только основные черты этой многообразной группы измерительных приборов.

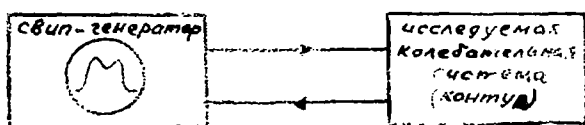


Рис. 4.5.3

Глава 5

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

§ 5.1. Общие сведения об измерении частоты Измерение низких частот

Диапазон частот, используемых в радиоэлектронике, очень широк - от долей герц до частот, соответствующих миллиметровым волнам, т.е. $10^{10} \div 10^{11}$ Гц. Методы измерения частоты не могут быть универсальными для всего частотного диапазона.

Частота колебаний f и длина волны λ связаны между собой следующим соотношением

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (5.1.1)$$

где v - фазовая скорость распространения электромагнитных волн в данной среде. Если она известна, то по известной частоте f однозначно определяется λ , и наоборот. Если значение фазовой скорости точно не известно, то (5.1.1) не дает определенной связи между длиной волны и частотой. Фазовая скорость представляется в виде такого соотношения:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}, \quad (5.1.2)$$

если $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, а ϵ и μ - относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды. Для реальных сред та и другая величина больше единицы (или

по крайней мере равна ей), поэтому фазовая скорость не больше скорости $3 \cdot 10^8$ м/с. Исключение составляет волноводы, в которых фазовая скорость больше этой величины. В общем случае фазовая скорость не является достаточно точно известной величиной, поэтому определение по (5.1.1) длины волны, если частота задана, не даст точного значения λ .

Прямое измерение частоты с этой точки зрения является более точным, так как частота не зависит от свойств среды, и ее определение производится без использования формулы (5.1.1).

Но в диапазоне СВЧ оказывается удобным измерять непосредственно длину волны. Это измерение в области достаточно малых волн может быть сведено к измерению определенных геометрических отрезков, например, расстояний между точками минимума или максимума стоячих волн в линиях. Использование в этом случае формулы (5.1.1) для определения частоты, конечно, предполагает, что фазовая скорость известна.

Приборы для измерения частоты или длины волны называют и волномерами, и частотомерами, независимо от того, какая из этих величин — частота или длина волны — была непосредственно измерена.

Рассмотрим некоторые из методов измерения низких частот, применяемых сейчас на практике.

Ферродинамический частотомер. Этот прибор применяется для измерения частот в десятки и сотни герц и представляет собой логометр ферродинамической системы. Принцип работы его в какой-то степени аналогичен разобранному в § 2.7 принципу работы магнитоэлектрического логометра.

Но надо учитывать, что прибор включается в цепь переменного тока, и, очевидно, показания его должны зависеть не только от отношения величин модулей токов, но и от фазовых соотношений между ними. Оказывается, что вращающий момент ферродинамического логометра, а следовательно, и угловое перемещение стрелки этого прибора

определяются отношением токов, протекающих по катушкам прибора, и кроме того пропорциональны косинусу угла сдвига фаз между этими токами.

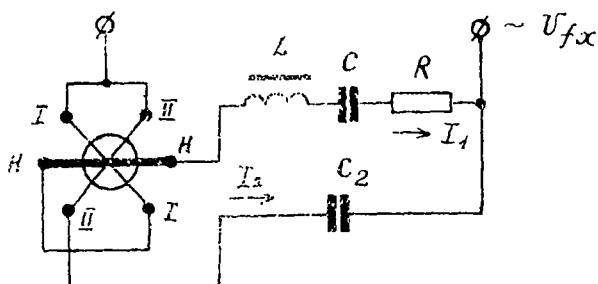


Рис. 5.1.1

В цепь одной из катушек прибора включено комплексное сопротивление L, C, R (рис. 5.1.1). Модуль этого сопротивления зависит от величины частоты измеряемого тока.

Когда эта частота равна резонансной частоте контура L, C, R , включенного последовательно с подвижной катушкой (I) и неподвижной (II) катушкой логометра, сдвиг фаз между исследуемым U_{fx} напряжением и током I_1 практически равен нулю.

При этом ток I_2 опережает U_{fx} (и следовательно, ток I_1) на угол, практически равный 90° , так как в цепи катушки II имеется емкость C_2 . Следовательно, не будет взаимодействия между катушками II и I.

Изменение частоты напряжения U_{fx} приведет к изменению угла сдвига фаз между токами, т.е. к изменению вращающего момента, что приведет в свою очередь к повороту стрелки прибора на некоторый угол, зависящий от измеряемой частоты. Шкала такого прибора градуируется в единицах частоты.

Ферродинамические частотомеры находят применение в качестве цитовых приборов для контроля значения частоты при не очень точных измерениях.

Метод заряда и разряда конденсатора. Сущность его

заключается в измерении тока разряда конденсатора, который с частотой, равной измеряемой f_x , переключается с заряда на разряд. Если конденсатор C заряжается до напряжения U_1 и разряжается до напряжения U_2 , то количество электричества за одно переключение будет $q = C(U_1 - U_2)$. Если переключение производится f_x раз в секунду, то ток

$$I = qf_x = C(U_1 - U_2) \cdot f_x \quad (5.1.3)$$

Подбирая параметры схемы так, чтобы $C(U_1 - U_2)$ было бы постоянной величиной, получим линейную зависимость тока от частоты. Принципиальная возможность реализации такой схемы показана на рис. 5.1.2. Лампа в этой схеме поставлена в такой режим, что она заперта во время отрицательной полуволны напряжения, подаваемого на сетку этой лампы, и открыта во время положительной полуволны этого напряжения.

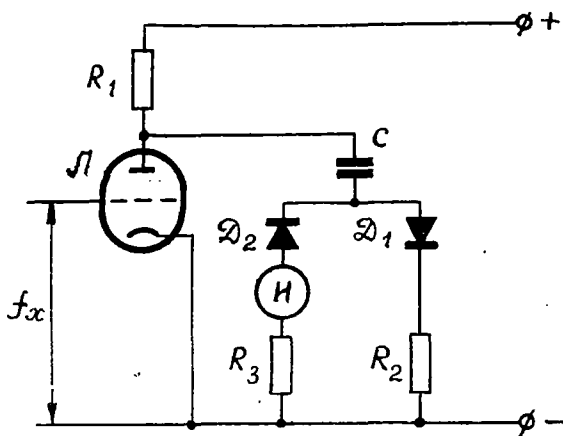


Рис. 5.1.2

Когда лампа заперта, конденсатор C заряжается через цепь $R_1 \rightarrow C \rightarrow D_1 \rightarrow R_2$ до величины напряжения U_1 , определяемого источником питания схемы.

Во время положительной полуволны лампа открыта, конденсатор C разряжается по цепи $C \rightarrow \text{Л} \rightarrow R_3 \rightarrow D_2 \rightarrow C$ до величины $U_2 = U_a$ - анодного напряжения лампы.

На таком методе основано измерение частоты прибором ЧЗ-1 (ИЧ-6), который применяется в области звуковых частот.

Низкие частоты могут измеряться и другими методами, в частности мостовыми методами, или применением осциллографа. Измерение частоты осциллографическими методами рассматривается в гл. 6 настоящего пособия.

§ 5.2. Резонансный метод измерения частоты

Резонансный метод основан на явлении резонанса в колебательных системах (контурах). Известно, что при равенстве частоты возбуждающих колебаний и собственной или резонансной частоты колебательной системы (контура) в последней наблюдается резонанс. Структурная схема резонансного волномера показана на рис. 5.2.1.

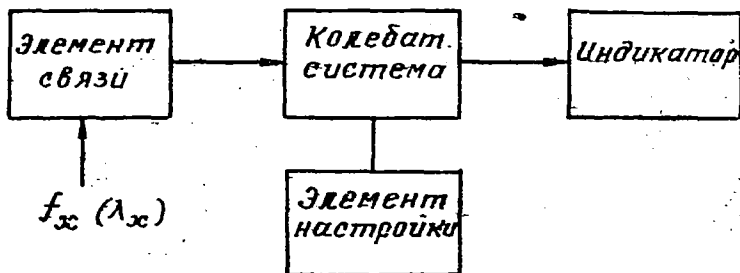


Рис. 5.2.1

Через элемент связи в колебательную систему передаются возбуждающие колебания частоты f_x (длины волны λ_x), с помощью элемента настройки меняется собственная (резонансная) частота f_k колебательной системы. При равенстве $f_k = f_x$ по индикатору резонанса отмечается резонанс. Если известна f_k , то находим и частоту f_x , так как они равны при резонансе.

В качестве индикатора резонанса можно предложить электронный вольтметр, так как он имеет большое вход-

ное сопротивление в широком частотном диапазоне и, следовательно, не будет шунтировать колебательный контур.

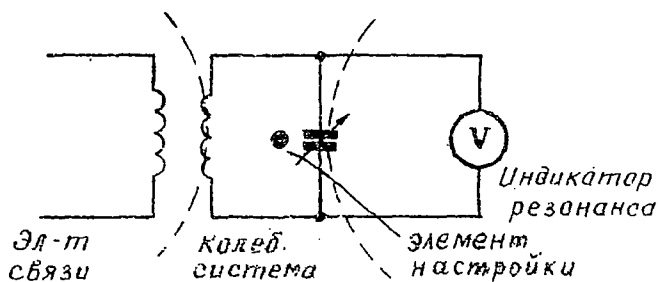


Рис. 5.2.2

Пунктирные линии на рис. 5.2.2 - схеме простейшего резонансного волномера разграничивают части схемы, соответствующие блокам структурной схемы (рис. 5.2.1). При резонансе

$$f_x = f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.2.1)$$

Если в (5.2.1) известны L и C , то можно найти f_k , т.е. измерить частоту. Обычно в таких схемах ротор переменного конденсатора связывается с отсчетным приспособлением, шкала которого градуируется в единицах частоты или длины волны. Резонанс отмечается по максимуму показаний вольтметра, ибо с точки зрения вводимой э.д.с. контур в схеме (рис. 5.2.2) является последовательным.

Схема (рис. 5.2.2) может быть использована для измерения параметров контура L (или C), а также связанных с ними величин, например, добротности контура. Об измерении параметров колебательных контуров говорится в § 5.8.

Рассмотренная схема волномера имеет один существенный недостаток, особенно проявляющийся при высокой добротности колебательной системы. Этот недостаток состоит в следующем.

Индикатор резонанса дает отличные от нуля показания в узком диапазоне частот, примыкающих к резонансной частоте f_k , - на всех других частотах показания индикатора практически равны нулю. Таким образом, при отсутствии показаний индикатора нельзя сказать, настроен ли контур в резонанс на частоту, далекую от данной, или в схеме волномера неисправность.

Ввиду этого в практике часто используется схема волномера, где показания индикатора до настройки колебательной системы в резонанс имеют определенную величину, а при настройке колебательной системы в резонанс становятся минимальными, - колебательная система шунтирует тракт, по которому передаются колебания в индикатор. Структурная схема такого метода приведена на рис. 5.2.3.

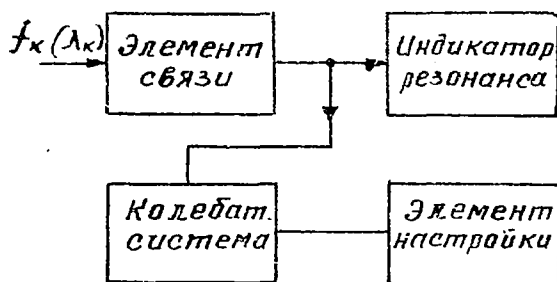


Рис. 5.2.3

В зависимости от частотного диапазона меняется конкретная реализация блоков резонансного волномера. Схема (рис. 5.2.2), например, может использоваться в той области частот, где возможно применение контуров с сосредоточенными постоянными и электронных вольтметров.

В диапазоне СВЧ такая схема применяться не может. В этой области частот в качестве колебательных систем применяются отрезки коаксиальных фидеров и объемные резонаторы, а индикаторами резонанса могут быть схемы детекторных приборов. Если измерение частоты произво-

дится с помощью комбинированных приборов, которые измеряют также мощность колебаний, то специальной детекторной схемы прибор может не иметь, — в качестве индикатора резонанса может использоваться термисторный ваттметр комбинированного прибора. Принцип таких волномеров рассматривается в гл. 7.

На рис. 5.2.4 показан один из волномеров СВЧ. Колебания измеряемой частоты по коаксиальной линии передаются в индикатор резонанса, а часть их ответвляется через четвертьволновый отрезок линии в коаксиальный резонатор. Последний представляет собой разомкнутую линию, длина которой может в известных пределах меняться. Входное сопротивление резонатора $Z_{вх.рез}$ очень мало для колебаний, частота которых далека от резонансной, и очень велико для колебаний, близких по частоте к резонансной частоте резонатора.

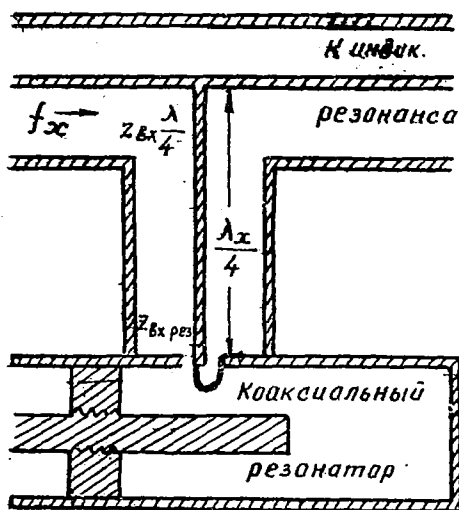


Рис. 5.2.4

Известно свойство четвертьволнового отрезка линии, как трансформатора сопротивлений, заключающееся в том, что

$$Z_{вх.\frac{\lambda}{4}} \cdot Z_{вх.рез} = const. \quad (5.2.2)$$

В силу этого соотношения входное сопротивление $Z_{вх} \frac{\lambda}{4}$ будет велико на частотах, далеких от резонансной, и мало на частотах, близких к резонансной частоте коаксиального резонатора. Добротность этого резонатора Q очень высока (порядка нескольких тысяч), почему величина $Z_{вх} \frac{\lambda}{4}$ будет малой на частотах очень узкого диапазона, вблизи $f_{рез}$ - резонансной частоты коаксиального резонатора.

Таким образом, при настройке резонатора на частоту $f_x = f_{рез}$ вход четвертьволнового отрезка будет нуллировать тракт, по которому колебания передаются в индикатор, и показания последнего при резонансе будут уменьшаться до возможного в данной схеме минимума.

§ 5.3. Точность резонансного метода

Ошибка измерения частоты резонансным волномером зависит от многих причин, из которых рассмотрим наиболее важные причины: а) добротность колебательной системы, б) чувствительность индикатора резонанса, в) влияние внешних условий.

Первые два фактора целесообразно рассматривать в их взаимосвязи. Под чувствительностью индикатора резонанса в данном случае надо понимать то минимальное приращение интенсивности колебаний в резонаторе, на которое еще реагирует индикатор. Так как в конечном счете показания индикатора определяются током, протекающим по индикаторному прибору, то будем считать, что чувствительность индикатора есть ΔI_{min} - минимальное значение тока, которое вызывает еще изменение положения стрелки прибора.

Рассмотрим два резонансных волномера, чувствительности индикаторов которых будут равны друг другу (ΔI_{min}), а добротности колебательных систем этих волномеров различны (Q_1 и Q_2). Пусть для определенности $Q_1 > Q_2$.

На рис. 5.3.1 показана зависимость абсолютной ошиб-

ки измерения Δf_1 и Δf_2 от величины добротности колебательной системы Q и чувствительности индикатора ΔI_{min} . Относительная ошибка измерения частоты связана с этими величинами следующей зависимостью:

$$\gamma_f = A \cdot \frac{\Delta I_{min}}{Q} 100\% , \quad (5.3.1)$$

где A - коэффициент пропорциональности, величина которого имеет порядок единиц.

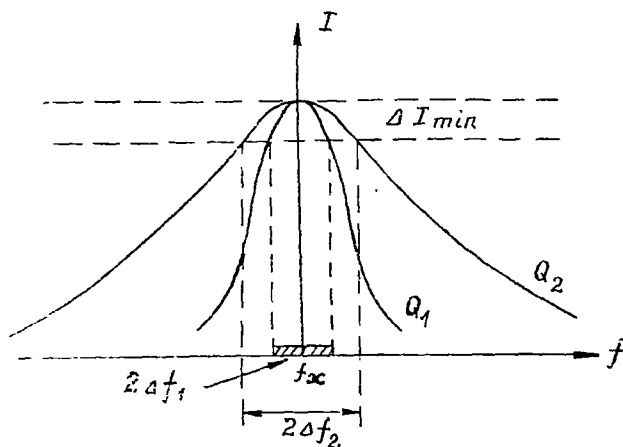


Рис. 5.3.1

Анализируя формулу (5.3.1), мы можем установить следующее. Чувствительность ΔI_{min} имеет предельно возможную величину, определяемую схемными возможностями индикатора резонанса волномера. Эти возможности для типовых приборов, используемых в качестве индикаторов резонанса, можно считать исчерпанными. Следует полагать, что нельзя уменьшить величину относительной (и абсолютной, конечно) ошибки измерения за счет уменьшения ΔI_{min} .

Ошибка измерения зависит от добротности колебательной системы. Наиболее высокую (десятки тысяч) добротность имеют колебательные системы в виде объемных резонаторов и отрезков коаксиальных линий (последние мож-

но называть коаксиальными резонаторами). Поскольку применение таких резонаторов возможно только в диапазоне СВЧ, наименьшую ошибку резонансный метод измерения частоты может дать в области СВЧ, где его применение является наиболее целесообразным.

На более низких частотах ошибка резонансного метода в силу малой добротности колебательных систем, применяемых в схемах, будет большой. Очевидно, что на низких частотах не имеет смысла применять резонансный метод измерения частоты.

В диапазоне СВЧ особенно ярко выступает третья из указанных причин ошибок измерения – влияние внешних условий, в первую очередь изменение температуры и влажности окружающей среды.

Изменение температуры ведет к изменению линейных размеров колебательных систем, а градуировка волномеров производится путем измерения геометрической длины тех или иных отрезков линий при какой-то определенной температуре. Если в условиях градуировки длина некоторого отрезка $e = \frac{\lambda_x}{4}$, где λ_x – заданная длина волны, связанная с искомой частотой соотношением (5.1.1), то, строго говоря, это не будет справедливым при другой температуре, когда величине $\frac{\lambda_x}{4}$ будет соответствовать другой отрезок e' .

С целью устранения, или по крайней мере уменьшения, влияния меняющейся температуры на точность измерения, резонаторы волномеров делают из металлов с малым температурным коэффициентом расширения, но полностью устранить влияние этого фактора нельзя.

Изменение влажности окружающей среды и, следовательно, влажности заключенного в объеме резонатора воздуха вызывает изменение диэлектрической постоянной ϵ , а потому и величины фазовой скорости U , связанной с ϵ формулой (5.1.2). Это вызывает неопределенность в соотношении между f_x и геометрической длиной резонатора. Таким образом, градуировка волномера, выполненная при каких-то определенных условиях влажности окружающей среды, оказывается неправильной.

Эти и другие, не рассматриваемые здесь, причины ограничивают точность измерения частоты резонансным методом. Принято делить волномеры СВЧ на две группы: волномеры малой точности (ВМТ), у которых относительная ошибка измерения $\delta f = 0,5\%$, и волномеры средней точности (ВСТ) с $\delta f = 0,05\%$.

Уменьшить ошибку измерения частоты резонансным методом нельзя. Более точные измерения частоты производятся гетеродинным методом измерения частоты.

Гетеродинный метод используется и для измерения более низких частот, где резонансный метод не применяется в силу малой добротности колебательных систем и связанный с этим большой ошибки измерения частоты.

§ 5.4. Гетеродинный метод измерения частоты

Гетеродинный метод измерения частоты основан на сравнении измеряемой частоты f_x с известной (эталонной) частотой $f_э$. Способы сравнения зависят от величины этих частот.

Сравнение низких (звуковых) частот можно осуществить либо с помощью осциллографа (эти вопросы рассматриваются в гл. 6), либо с помощью схемы (рис. 5.4.1). Пусть в этой схеме производится сравнение частот f_x и $f_э$. Если частоты эти далеки друг от друга, то в телефоне прослушивается два тона - f_x и $f_э$. При изменении частоты $f_э$ можно уменьшать разность между частотами и добиться такого положения, когда в телефоне схемы будет слышен звук частоты $f_э$, а интенсивность звука будет меняться с некоторой частотой, называемой частотой биений $F_б$. Частота биений равна разности сравниваемых частот $F_б = |f_x - f_э|$.

При равенстве частот f_x и $f_э$ ($F_б = 0$) наступают нулевые биения - в телефоне слышен звук частоты $f_э$ постоянной интенсивности. В момент нулевых биений иско-

мая частота равна частоте, с которой производится сравнение.

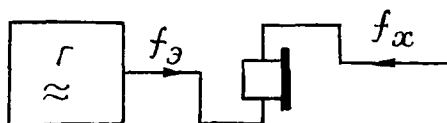


Рис. 5.4.1

Частота биений, прослушиваемая в телефоне, определяет точность сравнения частот. Если интенсивность звука меняется, допустим, так, что достигает максимума 2 раза в секунду, то частота биений $F_{\delta} = 2,0 \text{ Гц}$, и сравниваемые частоты отличаются друг от друга на 2 Гц .

Если сравниваемые частоты высокие, то прибегают к гетеродинированию. Структурная схема простейшего гетеродинного частотомера приведена на рис. 5.4.2. В этой схеме смеситель C является нелинейной схемой, на выходе которой, как известно, за счет поданных на вход ее двух синусоидальных напряжений с частотами f_x и $f_э$ возникает целый спектр частот, состоящий из частот f_x и $f_э$, их гармоник и комбинационных частот. Из последних нас особенно будет интересовать разностная частота или частота биений $F_{\delta} = |f_x - f_э|$.

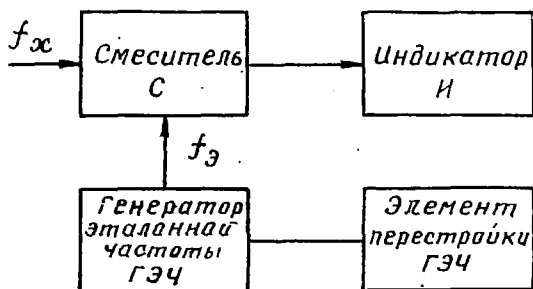


Рис. 5.4.2

На эту частоту реагирует индикатор I . Перестраивая частоту генератора эталонной частоты (ГЭЧ), можно

добиться нулевых биений, или равенства частот искомой и эталонной. Значение f_3 , а следовательно (в момент нулевых биений), и частоты f_x отсчитывается по шкале ГЭЧ.

При изменении частоты f_3 частота биений F_8 при данной f_x измеряемой частоте будет меняться так, как показано на рис. 5.4.3. При увеличении f_3 , начиная с некоторой частоты f_{31} , соответствующей частоте биений, равной $F_8 \approx 15 \text{ кГц}$ (пороговая частота человеческого уха), в телефоне слышно звук, тон которого при дальнейшем увеличении f_3 будет снижаться. Когда частота f_3 станет равной f_{32} , звук пропадет, ибо этому соответствует частота биений $F_8 \approx 16 \text{ Гц}$ (нижний частотный порог слышимости уха). В диапазоне частот $f_{32} \div f_{33}$, где лежит искомая частота f_x , звука слышно не будет: он возникнет при частоте f_{33} и, повышаясь по тону, пропадет при частоте f_{34} .

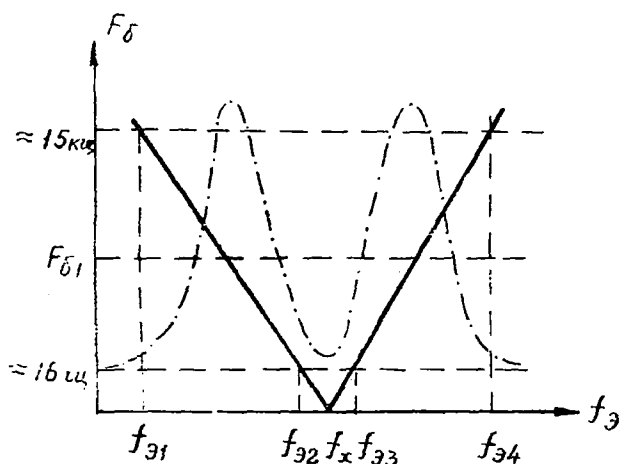


Рис. 5.4.3.

Таким образом, в зоне "молчания", ограниченной справа и слева биениями наиболее низкой частоты, которая прослушивается в телефоне, лежит измеряемая частота f_x . Совпадение частот f_x и f_3 можно определять

с ошибкой, зависящей от ширины зоны "молчания", т.е. с ошибкой в несколько десятков герц.

Можно уменьшить ошибку, используя второй индикатор — усилитель низкой частоты с вольтметром на выходе его. Если этот усилитель настроить на частоту F_{81} , то показания его вольтметра \mathcal{L} будут меняться так, как показано на рис. 5.4.3 штрихпунктирной линией. Совпадение частот уточняется, таким образом, по минимуму показаний вольтметра.

Однако в большинстве случаев в таком уточнении нет необходимости, так как при сравнении частот, имеющих величины около сотен килогерц и больше, ошибки в несколько десятков герц практически не имеют значения. Точность измерения частоты будет определяться не указанной погрешностью сравнения частот, а той точностью, с которой определена частота эталонного генератора f_3 , а также ее стабильность.

Уверенность в том, что эта частота соответствует указанному номиналу и что она действительно достаточно точно определена и достаточно стабильна, т.е. меняется во времени в допустимых пределах, будет лишь в том случае, если частота данного генератора сравнивается с частотой другого генератора, в точности и стабильности которой мы уверены. В необходимых случаях надо проверить частоту и этого генератора. Для такой проверки надо иметь еще один генератор, может быть с еще более точным значением частоты и с большей ее стабильностью.

Иными словами, мы приходим к необходимости иметь некоторый эталон частоты, с которым должны сверяться частоты всех имеющихся генераторов гетеродинных частотомеров, т.е. к необходимости иметь некоторый абсолютный эталон частоты.

За такой эталон можно принять периодический процесс, который в течение длительного времени, охватывающего большое число периодов этого процесса, сохраняет величину периода достаточно стабильной. Период этого про-

песса должен меняться в заранее выбранных допустимых пределах. Так как частота есть величина, обратная периоду, то при достаточно высокой стабильности периода столь же стабильной будет и частота.

§ 5.5. Понятие об абсолютном, первичном и вторичном эталонах частоты

Одиннадцатая Генеральная конференция по мерам и весам в 1960 году утвердила решение Международного Комитета мер и весов об установлении и введении Международной системы единиц СИ (SI). В этой системе секунда сейчас определена как 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующего переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133.

Это и создает основу абсолютного эталона частоты (герца), как величины, обратной секунде. Абсолютный эталон частоты реализуется в виде конкретной схемы.

Измерение данной частоты должно практически сводиться к сравнению ее с частотой абсолютного эталона. Но такие измерения доступны только специальным лабораториям и будут иметь такую высокую точность, какая вряд ли нужна в большинстве случаев практики. При эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры оказывается достаточно пользоваться эталонами меньшей точности.

Эти эталоны получили название первичных эталонов и вторичных эталонов.

Первичным эталоном частоты называется генератор высокостабильных колебаний, частота которых систематически сверяется с частотой абсолютного эталона. Примером первичного эталона может служить частота генераторов Московского Государственного Института мер и измерительных приборов (МГИИМЦ), сигналы которых передаются специальными радиостанциями по особому расписанию.

Вторичным эталоном частоты (стан-

дартот частоты) называется генератор высокоустойчивых колебаний, частота которого периодически проверяется по первичному эталону частоты. Таким эталоном может служить гетеродинный частотомер, если его частота будет достаточно точной и стабильной и будет осуществляться периодическая проверка его частоты по частоте первичного эталона.

В первичных и вторичных эталонах частоты в качестве эталонного генератора используются генераторы с кварцевой стабилизацией частоты - кварцевые генераторы. Такие же генераторы применяются и в схемах гетеродинных частотомеров.

В силу высокой добротности кварцевой пластинки (десятки и сотни тысяч) стабильность частоты генератора, в схему которого включена соответствующим образом эта пластинка, будет очень высокой. Вместе с тем кварцевые генераторы подвержены влиянию внешних условий (температура, влажность, механические воздействия, колебания источников питания), которые могут изменить частоту генерируемых колебаний. Поэтому кварцевые генераторы требуют бережного обращения и систематического контроля. Обычно они помещаются в герметические термостаты. Применяются и другие меры для предотвращения влияния меняющихся внешних условий.

Частота стабилизируемых в кварцевом генераторе колебаний зависит от толщины e кварцевой пластинки. Если ее измерять в миллиметрах, а стабилизируемую частоту f - в мегагерцах, то между ними будет следующая связь:

$$f = \frac{2,838}{e} \quad (5.5.1)$$

Кварцевые генераторы, с точки зрения измерения частоты, имеют два недостатка - невозможность плавного изменения частоты и невозможность изготовления пластин кварца для стабилизации частот порядка тысяч мегагерц. Последнее объясняется тем, что согласно (5.5.1) уже для

частоты 10 МГц толщина пластины должна быть около 0,3 мм, а для $f = 3000$ МГц - около 0,001 мм. Такие тонкие пластинки очень трудно изготовить, так как они должны вырезаться из кристалла кварца и к тому же в определенном направлении относительно осей симметрии кристалла.

Посмотрим, каковы могут быть пути устранения указанных выше недостатков кварцевых генераторов при использовании их в схемах гетеродинных частотомеров.

§ 5.6. Принцип измерения частоты гетеродинным частотомером

Идея схемы гетеродинного частотомера, показанная на рис. 5.6.1, воплощается с незначительными изменениями во всех приборах для гетеродинного метода измерения частоты.

В рассматриваемой схеме КГ - кварцевый генератор (гетеродин), представляющий собой генератор высокочастотных колебаний с основной частотой $f_{КГ}$. Стабильность этой частоты должна быть высока, чтобы обеспечивался заданный уход частоты при всех возможных дестабилизирующих эту частоту факторах.

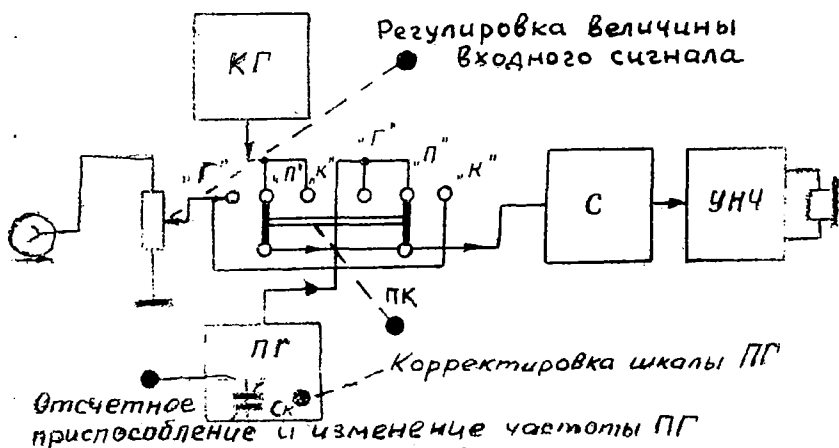


Рис. 5.6.1

КГ ставится в такой режим, когда он дает на выходе не только частоту $f_{кг}$, но и ее гармоники: 2-ю, 3-ю, 4-ю и т.д., т.е. частоты $2f_{кг}$, $3f_{кг}$, $4f_{кг}$, и т.д. Практически используется большое число гармоник (до 30), поэтому в гетеродинном частотомере имеется набор частот (несколько десятков) — от $f_{кг}$ до частот в десятки раз больших. Эти частоты отстоят друг от друга на величину $f_{кг}$.

Если бы речь шла об измерении частот кратных $f_{кг}$, (ПК на рис. 5.6.1 в положении "К"), то можно было бы в качестве эталонного генератора использовать кварцевый генератор, но обычно требуется возможность измерения волномером любой из частот, лежащих в заданном частотном диапазоне.

Для такого измерения нужен генератор эталонной частоты, который давал бы возможность плавного изменения эталонной частоты. Частота кварцевого генератора, являясь достаточно стабильной, не может меняться плавно, а частота любого другого генератора, в котором возможно плавное изменение частоты, имеет малую стабильность.

Поэтому в схему гетеродинного частотомера включают плавный генератор (гетеродин) ПГ. Это генератор с самовозбуждением, в схеме которого приняты все меры для устранения влияний дестабилизирующих факторов. Конечно, стабильность его частоты ниже стабильности частоты кварцевого генератора.

Помимо конструктивных и схемных решений повышенная стабильность частоты ПГ обеспечивается узким диапазоном генерируемых им частот. Известно, что стабильность частоты любого генератора тем легче обеспечить, чем уже диапазон генерируемых частот. ПГ может генерировать частоты в более узком диапазоне, чем диапазон возможных частот f_x . Чтобы обеспечить перекрытие всего диапазона измеряемых частот f_x , используются гармоники частот ПГ.

Перед измерением частоты производят калибровку плавного гетеродина (ПГ) по кварцевому генератору (КГ), или, как говорят, "по кварцу". Переключатель ПК в схе-

ме (рис. 5.6.1) ставится в положение "П", и в смеситель C подаются частоты $KГ$ и $ПГ$. Обычно ориентировочное значение частоты, измеряемой нами, известно хотя бы приблизительно. Калибровка заключается в том, чтобы сравнить с помощью нулевых биений одну из частот $ПГ$ с ближайшей к измеряемой частоте f_x гармоникой $KГ$, некоторой n -й гармоникой $n f_{KГ} = f_{ПГ, n}$

Так как в силу известной нестабильности частоты $ПГ$ этот отсчет не будет соответствовать действительному значению частоты $ПГ$, то, не меняя отсчета, с помощью конденсатора C_K надо изменить частоту генерируемых $ПГ$ колебаний. Эту частоту "подгоняют" под соответствующее значение, и градуировка отсчетного приспособления $ПГ$ приходит в соответствие с величиной частоты, по которой она производилась в данной точке шкалы. С течением времени частота $ПГ$ изменится, и эта градуировка станет недействительной, вот почему калибровка производится непосредственно перед измерением частоты.

Прокалиброванным по кварцу плавным гетеродином можно пользоваться как эталонным генератором для измерения частот. При этом переключатель $ПК$ в схеме (рис. 5.6.1) переводится в положение "Г", и на смеситель поступают колебания частот f_x и $f_{ПГ}$. Меняя частоту $f_{ПГ}$, следует добиться нулевых биений. Изменение частоты $ПГ$, конечно, связано с потерей точности, так как калибровалась частота $f_{ПГ, n} = n \cdot f_{KГ}$, где n - целое число, а при перестройке $ПГ$ нет уверенности в том, что эта частота осталась такой же точной, как и прокалиброванная. Очевидно, чем дальше отстоит $f_{ПГ} = f_x$ от частоты $n f_{KГ}$, тем в общем случае будет больше ошибка измерения.

С этой точки зрения желательно, чтобы интервал между гармониками $KГ$ - "кварцевыми опорными точками" был по возможности малым. Но он определяется $f_{KГ}$ - основной частотой $KГ$. Следовательно, нужно, чтобы эта частота была малой. Принципиально это сделать нетрудно, согласно (5.5.1) надо взять определенной толщины кварцевую пластинку. Но здесь возникает другое препятствие.

Число используемых гармоник КГ около 30. Снижение основной частоты КГ снизит и значение предельной частоты, которую можно использовать для калибровки, и, следовательно, сузит диапазон измеряемых волномером частот. Поэтому для каждого конкретного типа гетеродинного частотомера выбирается своя частота $f_{КГ}$.

Указанный здесь метод получения гармоник основной частоты кварцевого гетеродина за счет выбора режима работы генератора не является единственным методом, дающим набор калиброванных частот. Большое число "кварцевых опорных точек" можно получить следующим образом.

Кварцевый генератор такой схемы работает в режиме генерирования колебаний только одной частоты $f_{КГ}$, значение которой достаточно точно известно.

Кратные этой частоты получаются в схемах умножения и деления частоты, которые могут быть мультивибраторами.

Как известно, мультивибратор дает очень большое (до 500) число гармоник и легко синхронизируется на любой из этих частот. Явление синхронизации состоит в том, что если частота некоторой внешней э.д.с., воздействующей на схему мультивибратора, близка к частоте одной из гармоник этого мультивибратора, то данная гармоника изменяет свою частоту и становится равной по частоте э.д.с., а все остальные гармоники претерпят пропорциональные изменения величин своих частот.

Если на схему некоторого мультивибратора, имеющего в своем спектре частоту, очень близкую к частоте кварцевого генератора, воздействовать напряжением этого кварцевого генератора, то все гармоники мультивибратора примут значения, пропорциональные частоте кварцевого генератора, и будут такими же стабильными, как и частота кварца.

Применяя, как это показано на рис. 5.6.2, схему из нескольких последовательно соединенных мультивибраторов, можно получить на выходе этих мультивибраторов очень большой набор калиброванных частот. В схеме (рис. 5.6.2) справа от КГ находится цепочка мультивибраторов-умножи-

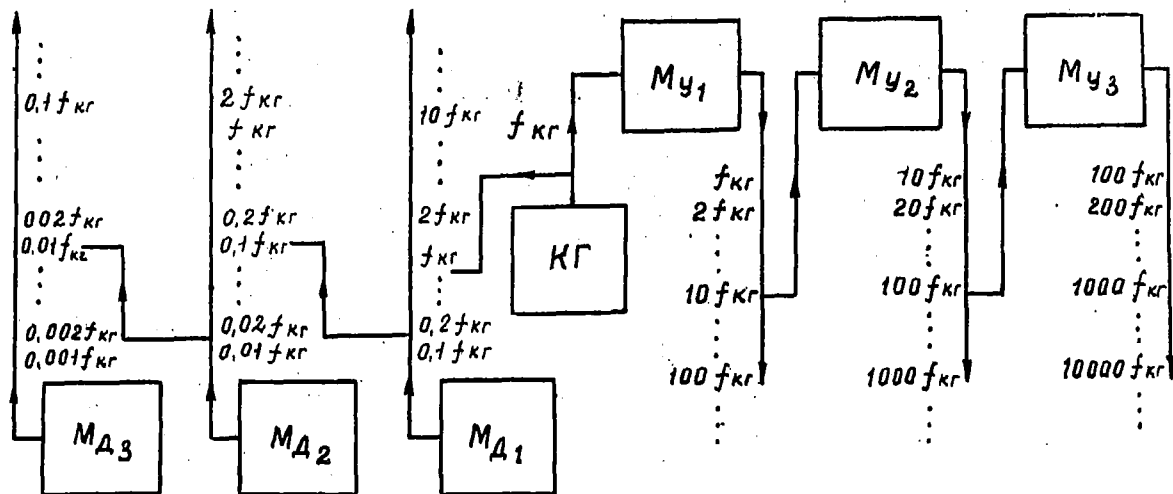


Рис. 5.6.2

телей с основными частотами $f_{кГ}$, $10f_{кГ}$, $100f_{кГ}$. Они дают гармоники, указанные на рис. 5.6.2.

Слева от КГ на схеме показаны мультивибраторы-делители, основные частоты которых равны $\frac{1}{10}f_{кГ}$, $\frac{1}{100}f_{кГ}$, $\frac{1}{1000}f_{кГ}$. Эти мультивибраторы стабилизируются не на основных частотах, как мультивибраторы-умножители, а на своих 10-х гармониках.

Если в схеме (рис. 5.6.2) частота КГ $f_{кГ} = 100 \text{ кГц}$, то на соответствующих выходах можно получить следующие калиброванные частоты: 0,1; 0,2; ...; 1,0; 2,0; ...; 10,0; ...; 100,0; ...; 1000,0; ...; 10000,0; ...; 100000,0 *килогерц*.

Особенности реализации идеи гетеродинного частотомера в каждом из конкретных приборов свои, поэтому их лучше изучать в лаборатории на конкретных приборах.

§ 5.7. Понятие о принципе цифровых измерителей частоты

Цифровые частотомеры, как и цифровые вольтметры, которые были рассмотрены в § 2.6, сравнительно с аналогичными по назначению приборами, применяющимися в настоящее время ("обычными" приборами), имеют ряд преимуществ. Цифровые частотомеры имеют более высокую точность, большее быстродействие и сочетаются с электронно-счетными и логическими устройствами. Последнее особенно важно в системах автоматического контроля и управления.

Принцип действия одного из возможных частотомеров указанного типа основан на подсчете числа периодов исследуемого сигнала за определенный отрезок времени. Частота сигнала есть число колебаний в секунду. Если n - число колебаний за время t , то частота $f = \frac{n}{t}$. Следовательно, идея измерения частоты в данном частном случае должна реализоваться таким образом, чтобы в схе-

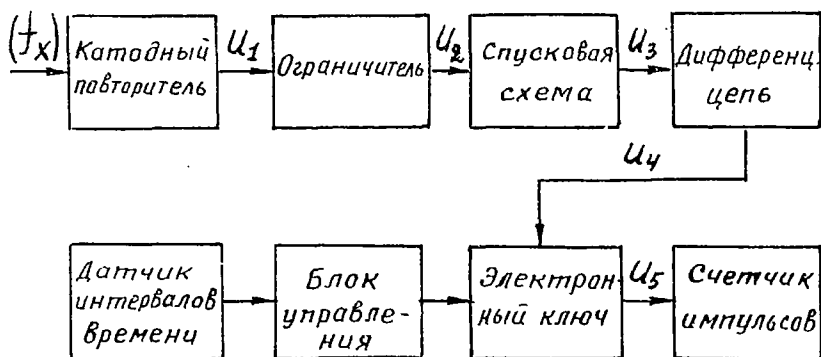


Рис. 5.7.1

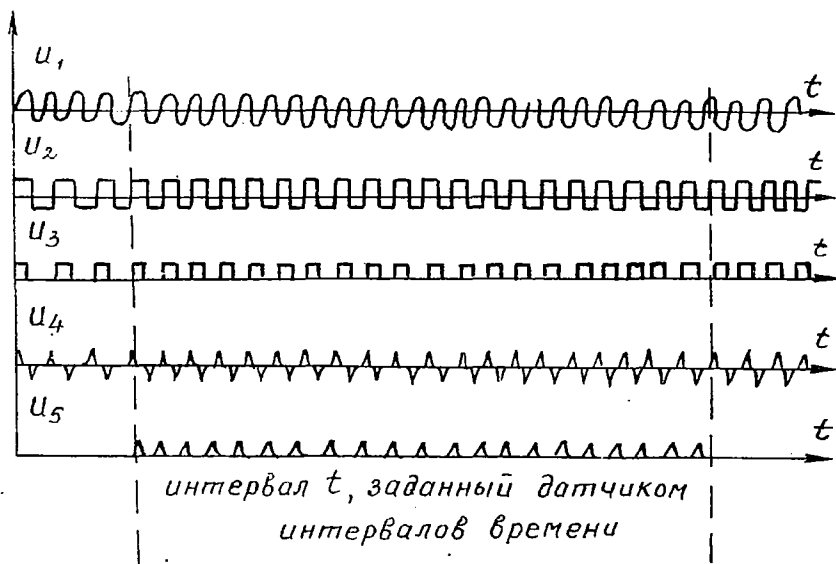


Рис. 5.7.2

ме некоторое устройство могло подсчитать число импульсов за строго определенное время t . Каждый импульс соответствует одному или нескольким периодам исследуемого сигнала.

Структурная схема такого прибора показана на рис. 5.7.1, а эсперы напряжений в частях этой схемы - на рис. 5.7.2. Катодный повторитель в данной схеме предназначен для обеспечения высокого входного сопротивления частотомера.

Метод подсчета числа импульсов может быть применен в ограниченном частотном диапазоне частот f_x . Разрешающая способность счетчиков импульсов, т.е. число считаемых в секунду импульсов, ограничена.

Можно расширить частотный диапазон измерения, применив рассмотренный выше метод гетеродинирования (см. рис. 5.7.3). Но процесс гетеродинирования будет вносить ошибку за счет неточного значения получающейся на выходе смесителя разностной частоты: $f_p = f_x - f_{кг} \cdot n$, где $f_{кг}$ - частота кварца.

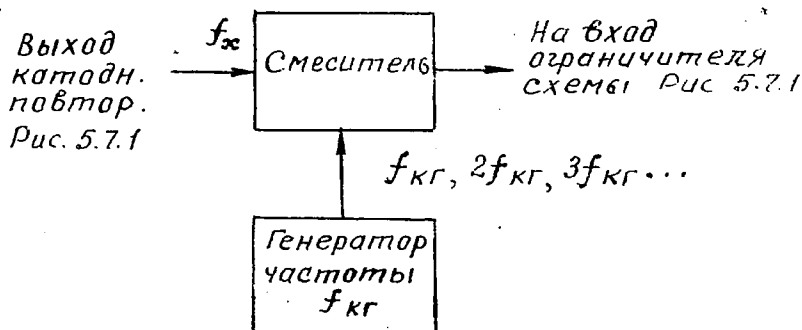


Рис. 5.7.3

Ошибки цифровых частотомеров в основном определяются двумя факторами: нестабильностью частоты $f_{кг}$ и ошибкой дискретности. Последняя возникает из-за того, что в калиброванное время t может уложиться дробное

число периодов исследуемого процесса. Абсолютная величина ошибки дискретности составляет ± 1 импульс, в единицах частоты она равна $\frac{1}{t}$ герц. Следовательно, относительная ошибка дискретности $\gamma_d = \frac{1}{t \cdot f_x} 100\%$. Она тем меньше, чем больше измеряемая частота и чем больше время, за которое подсчитываются импульсы.

Общая ошибка такого рода частотомеров определяется суммой

$$\gamma = \gamma_d + \gamma_{кг} = \frac{100}{t \cdot f_x} + \gamma_{кг}, \quad (5.7.1)$$

где $\gamma_{кг}$ — относительная ошибка определения разностной частоты при гетеродинировании.

§ 5.8. Измерение параметров колебательных контуров

Остановимся сейчас на принципах применения резонансного метода для измерения параметров колебательных контуров. Эта идея воплощается на практике в специальных приборах, называемых куметрами (от символа Q — добротность) или измерителями добротности. Структурная схема метода измерений параметров контуров показана на рис. 5.8.1.

В схеме измерительного контура имеется высокодобротный конденсатор C_3 переменной емкости. Ротор этого конденсатора связан со шкалой, имеющей градуировку, о которой будет сказано ниже. В контур могут также подключаться катушки индуктивности и конденсаторы, параметры L_x и C_x которых измеряются. Измерительный контур в общем случае имеет вид, показанный на рис. 5.8.2.

При любом измерении в контуре должна быть катушка индуктивности. Поэтому, даже если измерения параметров катушки не производится, в контур включается некоторая катушка L_k , параметры которой хотя бы приблизительно

известны. Резистор R_3 имеет весьма малое и точно известное сопротивление.

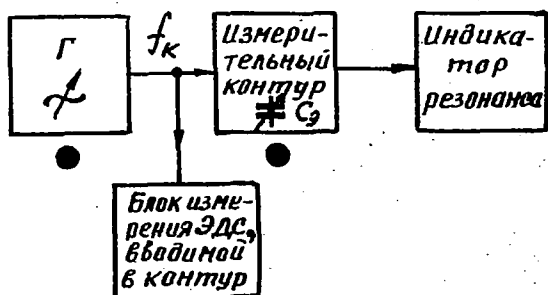


Рис. 5.8.1

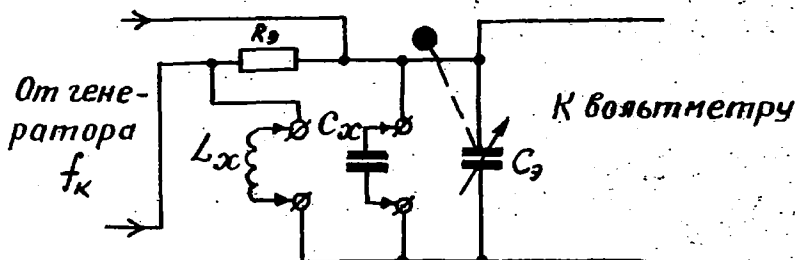


Рис. 5.8.2

Измерение добротности контура. L_x, C_x производится включением этих элементов по схеме (рис. 5.8.2).

Добротность Q контура равна отношению напряжения на реактивном элементе контура (конденсаторе) U_C при резонансе к э.д.с. (E), вводимой в контур, т.е.

$$Q = \frac{U_C}{E} \quad (5.8.1)$$

При измерении добротности схему (рис. 5.8.2) надо настроить в резонанс на частоту f_k изменением емкости конденсатора C_3 . Напряжение U_C измеряется индикатором резонанса, которым может быть электронный вольтметр, а вводимая э.д.с. — прибором контроля э.д.с., вводимой в контур (рис. 5.8.1).

Если установить заранее условленное значение (5.8.2) $E = K = const$, то из (5.8.1) получим $U_C = K \cdot Q$.

и шкалу индикатора резонанса можно градуировать непосредственно в единицах добротности.

Измеренная таким образом добротность является, строго говоря, добротностью контура L_x, C_x, C_3, R_3 , а не контура L_x, C_x . Но если пренебречь потерями в конденсаторе C_3 и сопротивлением резистора R_3 , то добротности этих двух контуров можно считать совпадающими. Кроме того, надо выбирать такую частоту f_K генератора, чтобы резонанс происходил при минимально возможной емкости конденсатора C_3 .

Измерение емкости конденсатора C_x производится в той же схеме (рис. 5.8.2), но в качестве индуктивности контура берется катушка с ориентировочно известными параметрами L_K . При настройке контура в резонанс значение его резонансной частоты будет

$$f_K = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K (C_x + C_{31})}}, \quad (5.8.3)$$

где C_{31} — значение емкости эталонного конденсатора, отсчитанное по его шкале. Последняя должна иметь градуировку в единицах емкости. После такого измерения из схемы исключается конденсатор C_x , и контур снова настраивается в резонанс на ту же частоту. При этом емкость конденсатора C_3 должна измениться до величины C_{32} отсчитываемой по его шкале. Следовательно, будет справедливо

$$f_K = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K C_{32}}}. \quad (5.8.4)$$

Сопоставляя (5.8.3) и (5.8.4), получим

$$C_x = C_{32} - C_{31}, \quad (5.8.5)$$

т.е. емкость исследуемого конденсатора равна разности отсчетов по шкале конденсатора C_3 при первом (с конденсатором C_x в измерительном контуре) и втором (без конденсатора C_x) резонансах.

Измерение индуктивности L_x производится по схеме (рис. 5.8.2), но без конденсатора C_x в ней, ибо сейчас не ставится задача исследования свойств конденсатора.

Настраивая измерительный контур в резонанс на некоторую частоту f_K , получим

$$f_K = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x C_{\text{ЭЛ}}}}, \quad (5.8.6)$$

где $C_{\text{ЭЛ}}$ - отсчет по шкале конденсатора $C_{\text{Э}}$, при котором произошел резонанс. Из (5.8.6) имеем

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f_K^2 C_{\text{ЭЛ}}}. \quad (5.8.7)$$

Если установить некоторую заранее условленную частоту генератора $f_K = K = \text{const}$, то $4\pi^2 f_K^2$ будет равно постоянной величине K_L . Следовательно, отсчет $C_{\text{ЭЛ}}$ по шкале переменного конденсатора будет зависеть от величины L_x , и можно записать:

$$C_{\text{ЭЛ}} = \frac{1}{L_x \cdot K_L}. \quad (5.8.8)$$

Обычно проводится предварительная градуировка шкалы переменного конденсатора в единицах индуктивности. Она справедлива только при определенном значении частоты генератора. Если последняя установлена, можно по шкале конденсатора снять отсчет в миллигенри, микрогенри и т.д.

С помощью рассматриваемой схемы куметра можно производить и другие измерения (тангенса угла потерь конденсаторов, например). Но все они имеют изложенную здесь принципиальную основу и могут быть легко поняты при самостоятельном изучении, особенно если работать с конкретным измерительным прибором в лаборатории.

Г л а в а 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ И СПЕКТРА КОЛЕБАНИЙ

§ 6.1. Общие сведения. Приборы для наблюдения и записи формы колебаний

В практике радиоэлектронных измерений часто бывает необходимы измерения, которые могли бы дать представление о форме интересующего нас сигнала, а также о спектральном составе его.

Форма сигнала может быть охарактеризована специальными введенными коэффициентами (см., например, ниже § 6.4 и § 6.5), экспериментальное определение которых сводится к измерению тех или иных величин (напряжения, тока и т.д.). Таким образом, исследование формы колебаний может быть сведено к инструментальному определению некоторых условных чисел (коэффициентов, характеризующих форму).

Но представление о форме колебаний может быть получено на основе прямого визуального наблюдения временной зависимости $U(t)$ исследуемого сигнала с помощью специального прибора—осциллографа. Результат такого наблюдения возможно зафиксировать, т.е. записать его и получить документальную характеристику процесса $U(t)$ в виде фотографии, графика на бумаге или магнитофонной записи.

В связи с этим следует остановиться на терминологии, относящейся к вопросам наблюдения и записи интересующих нас колебаний. Прибор для наблюдения формы колебаний на-

зывают осциллоскоп, а прибор для записи этих колебаний - осциллограф. Но последний термин сейчас принято относить и к первому, и ко второму случаям применения. В практике эксплуатации измерительных приборов сейчас используются приборы, осуществляющие запись сигналов на магнитофонную ленту, - такие приборы принято называть магнитографами. Встречающееся в практике название синхроскоп означает не что иное, как тот же осциллограф или осциллоскоп. В данном пособии будут рассматриваться приборы для наблюдения формы колебаний, которые будут в дальнейшем называться осциллографами.

Надо сказать, что визуальное наблюдение формы колебаний - широко применяемый в практике вид измерения. Он дает возможность наглядно и быстро контролировать состояние той или иной схемы по виду получаемой на экране осциллографа кривой, характеризующей формы исследуемого колебания. Часто это свидетельствует о неисправности, и после осциллографирования производится более детальный анализ состояния исследуемой схемы другими методами.

Осциллографы могут быть двух видов: электромеханические и электронные. Подвижная часть электромеханических осциллографов в виде проводника с током, находящегося в поле постоянного магнита, совершает колебания по закону исследуемого сигнала. В электронном осциллографе подвижным элементом является электронный луч электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением.

В силу инерционности подвижной части электромеханические осциллографы могут применяться для исследования колебаний с частотами не более сотен килогерц. Электронные осциллографы можно считать безынерционными приборами до частот в сотни мегагерц. Здесь надо сказать, что применение в схемах осциллографов различного рода вспомогательных устройств в виде усилителей, позволяя расширить диапазон применения прибора с точки зрения исследования малых по величине сигналов, сужает до десят-

ков мегагерц полосу частот, которая пропускается его схемой.

Широкий частотный диапазон применения является одной из причин частого использования электронного осциллографа в практике измерений. Притом назначение его не сводится к наблюдению формы колебаний. Осциллограф применяется для очень широкого круга различных измерений, часть которых будет рассмотрена ниже.

Обратимся теперь к рассмотрению основных принципов построения схем электронных осциллографов.

Основной частью осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) с электростатическим отклонением луча. Две пары взаимно-перпендикулярных отклоняющих пластин могут, если к ним приложить соответствующие напряжения, отклонять луч по вертикали (вверх и вниз), — это так называемые вертикально-отклоняющие пластины или Y -пластины, и по горизонтали (вправо и влево), — горизонтально-отклоняющие пластины или X -пластины.

Таким образом, с плоскостью экрана можно связать координатную систему XOY (рис. 6.1.1). В зависимости от вида подаваемых на те и другие пластины напряжений на экране будет наблюдаться та или иная кривая в данной координатной системе.

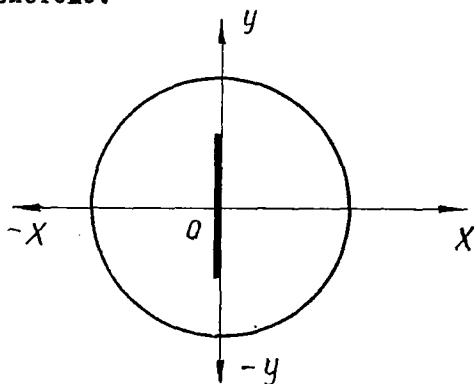


Рис. 6.1.1

Если переменных напряжений на пластину ЭЛТ не подается, то с помощью постоянных напряжений, которые

всегда имеется на пластинах, можно установить пятно электронного луча в начало координат или в другую точку экрана.

Нетрудно представить, что если теперь подать на Y -пластину переменное напряжение $U(t)$ любой формы, а на X -пластину переменного напряжения не подавать, то луч будет перемещаться по экрану вверх и вниз. Если частота изменения этого напряжения мала (меньше чем $12-15 \text{ мк}$), то можно заметить движение луча. При большей частоте элементов движения луча увидеть не удастся — на экране будет видна вертикальная прямая линия (рис. 6.1.1).

Аналогичная картина (только повернутая на 90°) будет, если поменять роли X - и Y -пластин.

Наблюдая вертикальную или горизонтальную прямую на экране ЭЛТ, конечно, нельзя составить никакого представления о форме или временной зависимости исследуемого напряжения $U(t)$. Форма его может наблюдаться визуально, если координата Y будет меняться пропорционально текущему мгновенному значению исследуемого напряжения $U(t)$, а координата X — пропорционально текущему времени t .

Последнее условие можно обеспечить, если на X -пластину подать напряжение, меняющееся во времени по линейному закону, т.е. $U_x(t) = K \cdot t$, где K — коэффициент пропорциональности. Для координаты X можно записать зависимость (6.1.1)

$$X = h_x U_x(t) = h_x \cdot K \cdot t = K_x \cdot t, \quad (6.11)$$

если h_x — чувствительность X -пластин, K_x — коэффициент пропорциональности. Координата Y , если чувствительность Y -пластин есть h_y , будет меняться по закону (6.1.2)

$$Y = h_y \cdot U(t). \quad (6.12)$$

Пусть $U(t)$ — периодическое напряжение с периодом T . Если время, за которое луч проходит весь экран слева — направо, будет T_p , и за это время напряжение $U(t)$ из-

меняется на целое число n периодов T , то за время T_p электронный луч прочертит на экране изображение n периодов $U(t)$. Порядок величин указанных периодов таков, что T_p составляет обычно десятые, сотые и меньшие доли секунды. Человеческий глаз не успеет зафиксировать наблюдаемую картину. Надо, чтобы луч повторил эту запись не менее 15-20 раз в секунду.

Таким образом, напряжение, подаваемое на X -пластину, должно через время T_p повторить свое изменение. Следовательно, форма напряжения, приложенного к X -пластинкам, должна быть такой, как показано на рис. 6.1.2.

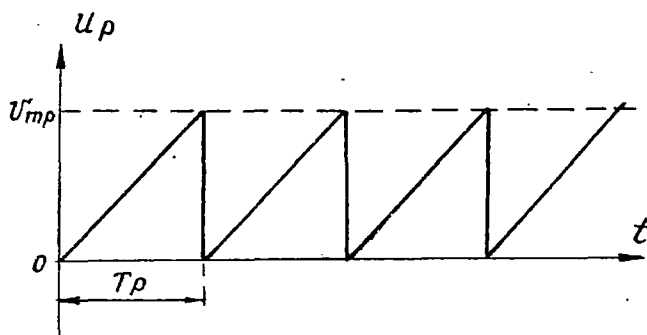


Рис. 6.1.2

Оно называется напряжением линейной непрерывной (пилообразной) развертки, или просто разверткой. Линейной эта развертка называется потому, что перемещение луча вдоль оси X происходит по линейному закону (6.1.1), непрерывной — потому, что напряжение непрерывно (без паузы) меняется от нулевого значения до максимума и снова до нуля и т.д. Пилообразной такая развертка называется потому, что форма ломаной прямой, отражающей согласно графику (рис. 6.1.2) характер изменения развертывающегося напряжения во времени, напоминает зубья пилы.

Пусть, например, исследуемый сигнал

$$U(t) = U_m \sin \omega t = U_m \sin \frac{2\pi}{T} t,$$

а период развертки T_p . Тогда можно провести графика-

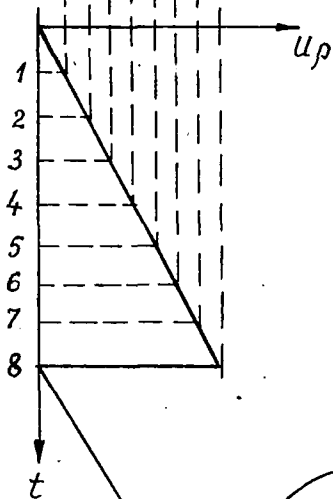
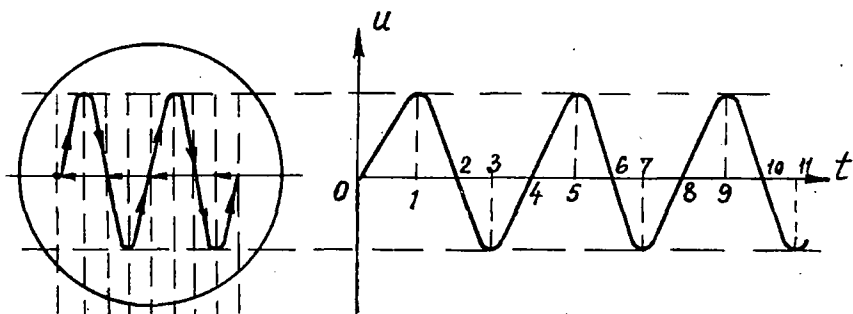


Рис. 6.I.3

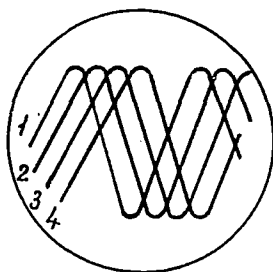


Рис. 6.I.4

ское построение наблюдаемой на экране кривой (рис. 6.1.3).

Итак, если $T_p = N \cdot T$, где N — целое число, то на экране получится N периодов исследуемого напряжения. При T_p , не кратном T , луч, пройдя один раз по экрану слева направо и возвратившись в исходную точку, начнет движение по синусоидальной траектории, но теперь синусоида начнется с другой фазы. После очередного возвращения луча в исходную точку фаза снова изменится. Последовательность вычерчиваемых лучом синусоид показана на рис. 6.1.4. При такой временной последовательности будет казаться, что на экране одна синусоида, перемещающаяся по экрану слева направо или наоборот. Определить форму движущегося изображения очень трудно, тем более, что скорость движения может быть значительной. Если к тому же даже приблизительно неизвестна форма исследуемого напряжения, то наблюдаемая картина ничем в определении формы помочь не может.

В силу этого период развертывающего напряжения надо всегда устанавливать таким, чтобы выполнялось соотношение $T_p = N \cdot T$. Число N выбирается таким, чтобы на экране получалось изображение приблизительно 6-8 периодов напряжения. Это объясняется тем, что реальная форма напряжения развертки отличается от приведенной на рис. 6.1.2 и графически представляет собой кривую (рис. 6.1.5). Из этого рисунка видно, что линейность развертки имеет место только на начальном участке.



Рис. 6.1.5

Это приводит к искажению той части изображения, которая воспроизводится нелинейной частью развертки. Последние (правые) периоды изображения сжимаются, и форма их ис-

кажется. Чем ближе период напряжения к началу (левой крайней точке) изображения, тем меньше искажения его. Поэтому при наблюдении $6\div 8$ периодов по крайней мере $2\div 3$ начальных периода практически не искажаются.

В любом случае имеются причины, нарушающие установленное соотношение $T_p = n \cdot T$. Это объясняется нестабильностью того и другого периодов. Если период развертки T_p можно было бы пытаться стабилизировать, то период T исследуемого сигнала стабилизировать просто невозможно.

Стабилизация лишь одного из периодов, связанных соотношением $T_p = n \cdot T$, (периода развертки) не обеспечит сохранения во времени этого равенства, так как будет самопроизвольно меняться величина другого периода (исследуемого сигнала) и, следовательно, T_p не будет равно $n \cdot T$. Если не принять специальных мер, изображение на экране будет перемещаться, что затрудняет определение формы исследуемого напряжения.

Мерой, устраняющей перемещение изображения по экрану, является синхронизация генератора непрерывной развертки исследуемым напряжением. После того, как установлено приблизительное равенство $T_p \approx n \cdot T$, на генератор развертки подается напряжение исследуемого сигнала. Генератор развертки дает напряжение, состоящее из большого числа гармоник частот: $\frac{1}{T_p}, \frac{2}{T_p}, \frac{3}{T_p} \dots$. Происходит так называемое явление захватывания частоты одной из гармоник (i -го номера) частотой исследуемого сигнала f , которая приблизительно равна частоте этой гармоники: $f = \frac{1}{T} \approx \frac{i}{T_p}$. При захватывании это равенство становится точным, в дальнейшем оно поддерживается, несмотря на изменения периода сигнала.

Пропорционально меняются частоты всех остальных гармоник напряжения развертки, а следовательно, и значение периода T_p , который будет теперь меняться синхронно с периодом сигнала. Теперь равенство $T_p = n \cdot T$ будет сохраняться, и изображение прекратит перемещение по экрану.

Наблюдение формы коротких импульсов производится тоже с использованием линейной развертки, но имеющей некоторые особенности.

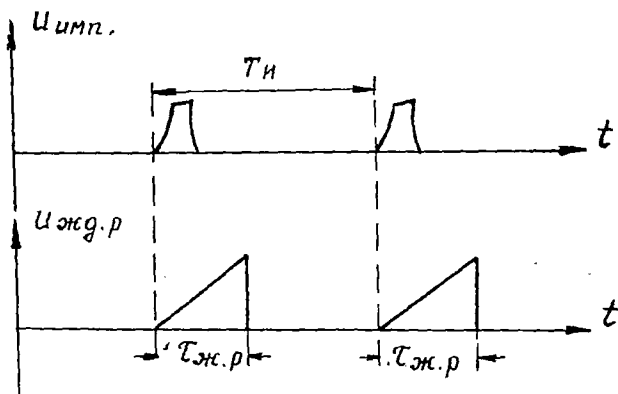


Рис. 6.1.6

Пусть наблюдается форма импульса последовательности с периодом $T_{и}$ (рис. 6.1.6). Если установить $T_{р} = n \cdot T_{и}$, то на экране получится изображение нескольких импульсов, которые в силу того, что обычно длительность импульса $\tau \ll T_{р}$, будут иметь вид черточек. Они будут перемещаться по экрану, так как периоды $T_{р}$ и $T_{и}$ - нестабильны. Таким образом, вместо формы импульса будем наблюдать большое число хаотически перемещающихся вертикальных черточек.

Поэтому для наблюдения формы коротких импульсов применяется специальная, так называемая ждущая развертка. Она вырабатывается генератором, входящим в схему осциллографа. Этот генератор до прихода на него импульса определенной полярности и амплитуды не генерирует колебаний - "ждет" прихода импульса. С приходом импульса (он называется запусковым или синхронизирующим) генератор ждущей развертки вырабатывает один пилообразный импульс напряжения длительностью $\tau_{ж.р}$ и прекращает работу до прихода следующего синхронизирующего импульса (рис.6.1.6).

Длительность $\tau_{ж.р}$ сравнима с длительностью им-

пульсов, которые обычно исследуются с помощью осциллографа. Она обычно выбирается такой, что $T_{ж.р}$ в несколько раз больше длительности исследуемого импульса.

Запуск генератора ждущей развертки можно произвести за счет самого исследуемого импульса, который в данном случае будет также и синхронизирующим импульсом, но в качестве синхрои импульса можно использовать импульс другого источника, может быть совершенно не связанного с исследуемыми импульсами. Первый случай и показан на рис. 6.1.6.

Из рассмотренного можно сделать вывод о том, что для наблюдения формы исследуемого сигнала его надо подать на Y -пластины ЭЛТ осциллографа, а на X -пластины трубки при этом должно быть подано напряжение линейной развертки. В зависимости от вида сигнала линейная развертка может быть непрерывной или ждущей. Непрерывная развертка применяется при наблюдении непрерывных сигналов, к которым помимо синусоидального напряжения относятся периодические напряжения, примеры которых приведены на рис. 6.1.7.

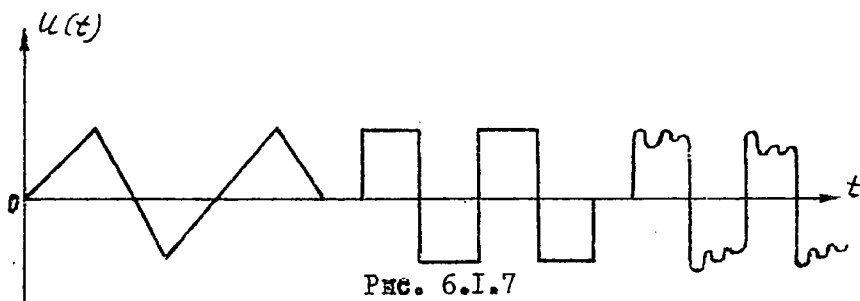


Рис. 6.1.7

Ждущая развертка необходима при наблюдении формы коротких импульсов.

При некоторых измерениях с помощью осциллографа на X -пластины его может подаваться напряжение, форма которого отличается от формы рассмотренных разверток. В частности, это может быть синусоидальное напряжение. Его иногда называют синусоидальной разверткой, хотя, строго говоря, разверткой или развертывающим напряжением следует называть линейно меняющееся во времени

напряжение. Только такое напряжение позволяет наблюдать форму исследуемого сигнала.

Большие возможности осциллографа как измерительного прибора в значительной степени определяются структурой его схемы. Сейчас мы перейдем к рассмотрению функциональной схемы осциллографа.

§ 6.2. Функциональная схема типового осциллографа

В соответствии с функциями, выполняемыми в схеме осциллографа различными ее частями, всю схему типового осциллографа можно разделить на следующие каналы.

- Канал сигнала или канал вертикального отклонения (канал Y).

- Канал разверток или канал горизонтального отклонения (канал X).

- Канал синхронизации.

- Канал измерительных устройств.

Эти каналы имеют следующее назначение.

Канал сигнала связывает осциллограф с исследуемой схемой. Он выполняет следующие функции: а) согласование входного сопротивления осциллографа с сопротивлением исследуемой схемы, б) обеспечение необходимого уровня сигнала при подаче его на Y -пластину, в) задержку сигнала во времени, г) симметрирование исследуемого напряжения относительно "земли".

Канал разверток служит для генерирования развертывающего напряжения и подачи его на X -пластину ЭЛТ.

Канал синхронизации, связывая в необходимых случаях каналы сигнала и разверток, обеспечивает необходимый режим работы канала разверток за счет напряжения сигнала или внешнего напряжения. Последнее через рассматриваемый канал может быть подано на пластину X в качестве развертывающего.

Канал измерительных устройств представляет собой

совокупность схем, с помощью которых можно производить измерение некоторых параметров исследуемого сигнала (напряжения, длительности и других).

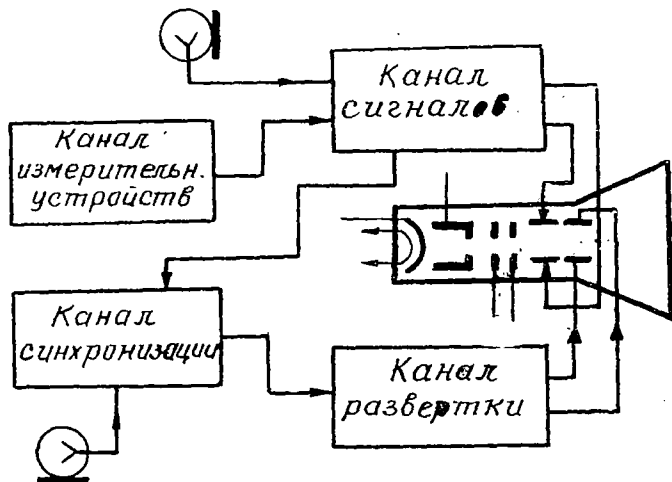


Рис. 6.2.1

функциональная схема осциллографа показана на рис. 6.2.1, а на рис. 6.2.10 приведена структурная схема типового осциллографа (С1-5). Схема осциллографа С1-5 построена на основе нижеследующего рассмотрения принципа работы всех указанных выше каналов.

Канал сигнала обычно представляет собой последовательное соединение входного делителя напряжения, согласующего устройства, линии задержки и усилителя вертикального отклонения. Схема канала сигнала показана на рис. 6.2.2.

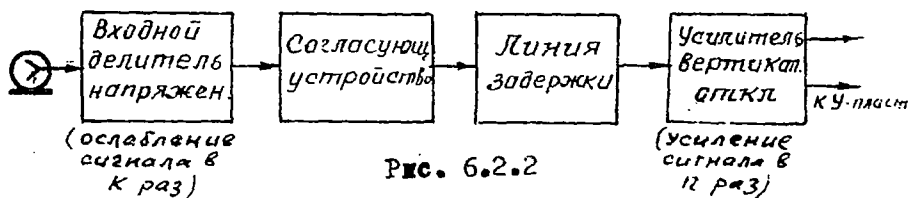


Рис. 6.2.2

Входной делитель собран по резистивно-емкостной схе-

ме. Величины сопротивлений резисторов подобраны так, чтобы в схеме, показанной на рис. 6.2.3, обеспечить определенный коэффициент деления $K = \frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{вых}}}$. Емкости, шунтирующие резисторы, обеспечивают постоянство коэффициента деления K в широком частотном диапазоне. Они компенсируют влияние паразитных индуктивностей входной цепи осциллографа. Это особенно необходимо при исследовании коротких импульсов, имеющих широкий спектр частот. Для неискаженной передачи импульса через делитель напряжения необходимо, чтобы все его гармоники прошли одинаковое ослабление. Это и обеспечивается приведенной выше схемой входного делителя.

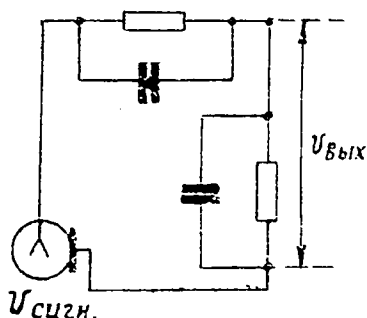


Рис. 6.2.3

Осциллограф включается в схему как вольтметр, и сопротивление его входа должно быть достаточно большим (см. § 2.1 и § 2.7).

У некоторых типов осциллографов входное сопротивление может быть установлено равным одному из стандартных волновых сопротивлений фидеров, применяемых в исследуемых с помощью осциллографа схемах (например, 50 или 75 Ом).

Согласующее устройство (часто представляет собой схему катодного повторителя) предназначено для согласования сопротивления входного делителя с сопротивлением следующего блока канала сигнала — линии задержки.

Линия задержки — искусственная линия, обеспечивающая задержку сигнала во времени на доли микросекунды. Схема линии показана на рис. 6.2.4.

Временная задержка сигнала необходима, когда исследуется импульсный сигнал и работает генератор идущей развертки. Напряженке этого генератора начинает нарастать по линейному закону не одновременно с подачей на генератор синхронизирующего импульса, а спустя некото-

рое время τ_3 . В течение этого же времени в схеме генератора идущей развертки происходят переходные процессы, и нарастание напряжения идет не по линейному закону.

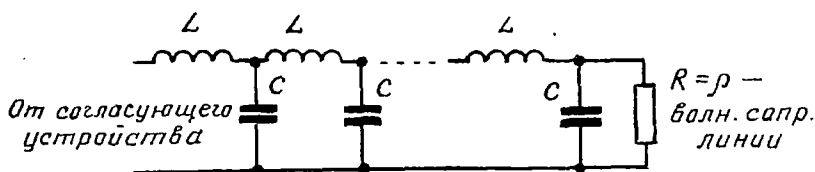


Рис. 6.2.4

Если изображение сигнала (передний фронт импульса) будет воспроизводиться начальным нелинейным участком идущей развертки, будут возможны сильные искажения изображения, — передний фронт импульса (его наиболее важная часть) будет "срезаться". Этот случай показан на рис. 6.2.5а. На рис. 6.2.5б приведен случай, когда использована линия задержки, и срезания переднего фронта импульса нет.

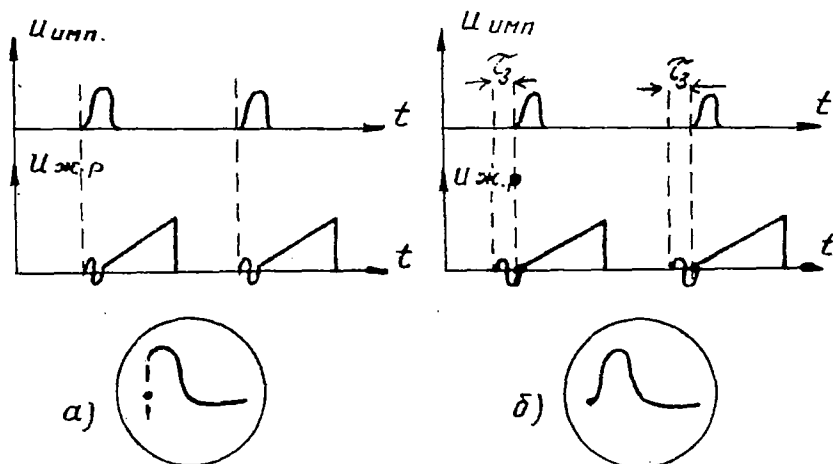


Рис. 6.2.5

Усилитель вертикального отклонения имеет обычно несколько каскадов усиления и кроме того предназначен для преобразования несимметричного относительно "земли" напряжения в симметричное. Эти напряжения показаны на

рис. 4.2.3 гл. 4. Данное преобразование необходимо для уменьшения возможной дефокусировки луча ЭЛТ и искажения изображения.

Канал разверток осциллографа включает в себя генератор линейно меняющегося во времени напряжения. Он может работать либо в непрерывном, либо в хлудем режиме. Чаще всего этот генератор выполняется в виде схемы мультивибратора, работающего либо в режиме самовозбуждения, либо в хлудем режиме. Мультивибратор определяет отрезки времени t_3 и t_p , в течение которых происходит заряд и разряд специального конденсатора C_p . Так как мультивибратор несимметричный, то напряжение на выходе его меняется так, как показано на рис. 6.2.6.

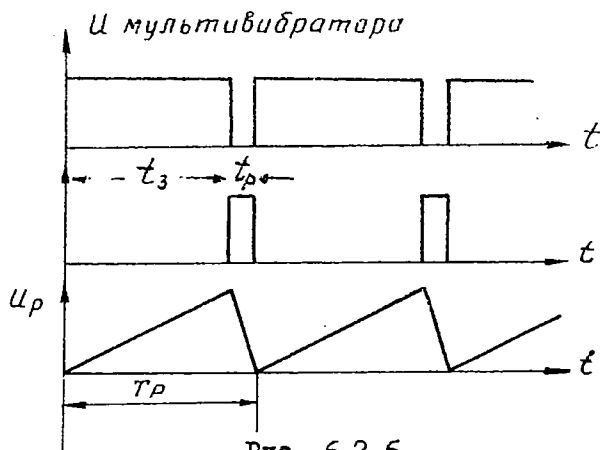


Рис. 6.2.6

За время t_3 конденсатор C_p медленно заряжается через некоторое сопротивление R , а за время t_p быстро разряжается. Параметры схемы мультивибратора и величины C_p и R подобраны так, что полностью зарядиться конденсатор не может, и напряжение U_p на нем нарастает практически линейно, как показано на рис. 6.2.6. Это напряжение в качестве развертывающего через специальный усилитель подается на X-пластину. Одновременно это напряжение подается и на управляющий электрод ЭЛТ таким образом, чтобы во время движения луча слева направо яркость его была бы большей, чем при движении в обратном

направлении (при возвращении луча в исходную точку для возобновления движения по линейному закону). Это называется подавлением обратного хода луча.

Период развертки можно менять, изменяя параметры рассмотренной схемы.

Если генератор работает в ждущем режиме, то схема его представляет собой запертый мультивибратор. Импульс определенной полярности, поданный через канал синхронизации в схему генератора развертки, отпирает схему, и в ней происходят процессы, аналогичные тем, которые были рассмотрены выше. Разница состоит лишь в том, что схема вновь запирается, как только конденсатор C_p зарядится и разрядится, т.е. пройдет время, равное одному циклу $T_{ж.р}$ ждущей развертки (рис. 6.1.6).

Напряжение генератора ждущей развертки, как и напряжение непрерывной развертки, поступает на усилитель горизонтального отклонения и далее на X-пластины.

Усилитель горизонтального отклонения является парафазной схемой. Задача его и принцип работы совершенно такие же, как и последнего каскада усилителя вертикального отклонения канала сигнала.

Итак, канал разверток состоит из двух последовательно соединенных блоков: генератора разверток и парафазного усилителя горизонтального отклонения (рис. 6.2.7).

Канал синхрон.

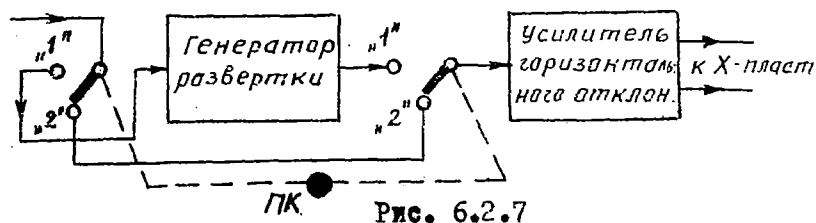


Рис. 6.2.7

Канал синхронизации обычно состоит из нескольких усилительных каскадов, которые меняют амплитуду и полярность (фазу для непрерывного напряжения) синхронизирующего сигнала. Как указывалось выше, синхронизирующим может быть напряжение самого исследуемого сигнала.

В этом случае канал синхронизации связывает канал сигнала с генератором развертки. Если последний работает в непрерывном режиме, то задачей канала синхронизации является усиление напряжения синхронизации до определенной величины.

Это напряжение подается на схему несимметричного мультивибратора непрерывной развертки, где происходит "захватывание" частоты и, следовательно, синхронизация (см. § 6.1). Подробное объяснение физических процессов синхронизации выходит за рамки настоящего пособия. Надо помнить только одно – слишком большое по величине напряжение синхронизации приводит к искажению наблюдаемого изображения. Поэтому "вводить" синхронизацию (т.е. усиливать синхронизирующее напряжение) нужно лишь до тех пор, пока изображение на экране прекратит движение.

При работе генератора в ждущем режиме необходимо, чтобы запускающий импульс имел амплитуду не менее определенной величины и, кроме того, определенную полярность. Амплитуда его меняется, как и в предыдущем случае – синхронизации непрерывной развертки. Полярность этого импульса зависит от числа усилительных каскадов, которые импульс проходит в канале синхронизации.

Канал синхронизации, кроме того, служит для передачи напряжения некоторого внешнего генератора на X-плоскости, если необходимо обеспечить развертку за счет этого напряжения. В данном случае напряжение со специального входа "X" осциллографа через канал синхронизации, играющий роль усилителя, поступает на усилитель горизонтального отклонения (рис. 6.2.7). Естественно, что генератор развертки в данном случае не нужен, и он исключается из схемы осциллографа. (ПК на рис. 6.2.7. в полож. 2).

Канал измерительных устройств обычно состоит из двух обособленных схем – калибраторов длительности и амплитуды (напряжения).

Калибратор длительности – устройство, позволяющее измерить длительность наблюдаемого на экране ЭЛТ сигнала или его частей. Схема его реализуется в различных

типах осциллографов по-разному, но в любом случае калибратор должен включать в себя генератор некоторого периодического напряжения с известной величиной периода T_K .

Можно предложить два метода измерения длительностей исследуемых сигналов с помощью осциллографа. Оба эти метода находят применение в схемах конкретных типов осциллографов.

Первый метод калибровки длительности состоит в том, что синусоидальное напряжение калибратора длительности с периодом T_K может быть подано на электроды ЭЛТ - катод и управляющий электрод, что приведет к модуляции яркости луча. Если при этом установить значение периода развертки, когда T_P больше T_K в десятки раз, то за время T_P перемещения луча по экрану слева направо луч изменит свою яркость десятки раз, и наблюдаемое изображение покроется яркостными метками (рис. 6.2.8).

Вообще говоря, яркость свечения меняется плавно, по закону синуса, но глаз не замечает оттенков яркости, и мы видим яркую точку, соответствующую максимуму напряжения калибратора, и точку наименьшей яркости, которой отвечает минимум напряжения калибратора.

Если в некотором масштабе вся линия развертки на экране соответствует времени T_P , то в том же масштабе отрезок, заключающий в себе точки наименьшей и наибольшей яркости, соответствует времени T_K (рис. 6.2.8). Измерение длительности того или иного отрезка времени сводится к подсчету числа n яркостных меток на этом отрезке. Тогда искомая длительность T при известной величине периода калибратора T_K будет

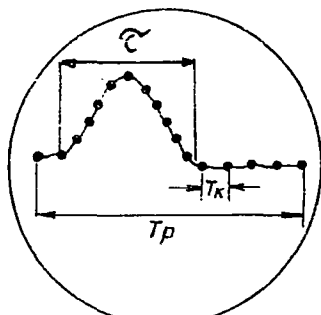


Рис. 6.2.8

$$T = n \cdot T_K$$

$$(6.21)$$

Второй метод калибровки длительности состоит в подаче напряжения калибратора с известным периодом T_K в канал сигнала осциллографа и получении на экране ЭЛТ изображения этого напряжения (рис. 6.2.9). Экран ЭЛТ во всех осциллографах снабжается масштабной сеткой, с помощью которой можно установить ρ - цену единицы длины экрана по горизонтали в единицах времени. Если T_K занимает L_K единиц длины, то $\rho = \frac{T_K}{L_K}$, например, в мкс/см.

После определения цены единицы длины экрана по горизонтали наблюдается исследуемый сигнал. Длительность интересующей нас его части определяется по формуле (6.2.2), в которой L_C - длина части сигнала (в единицах длины), длительность которой мы хотим определить:

$$T = \rho \cdot L_C \quad (6.2.2)$$

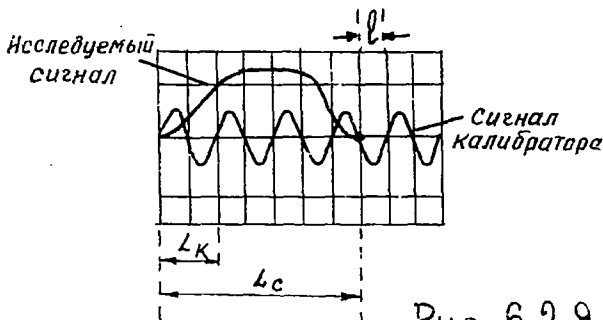


Рис. 6.2.9

Измерение напряжений калибраторами осциллографов, несмотря на определенные различия для конкретных типов приборов, основывается во всех случаях на идее сравнения исследуемого напряжения с напряжением, вырабатываемым схемой калибратора осциллографа.

При наблюдении исследуемого сигнала на экране осциллографа измеряются линейные размеры изображения по вертикали h с помощью масштабной сетки (в единицах длины). Надо учесть при этом, что сигнал прошел ослабление в K раз в схеме входного делителя и был усилен в n раз в схеме усилителя вертикального отклонения (рис. 6.2.2). Следовательно, напряжение U_y на У-плоскостях связано с величиной напряжения $U_{гнх}$ сигнала так:

$$U_y = \frac{n}{K} U_{гнх} \quad (6.2.3)$$

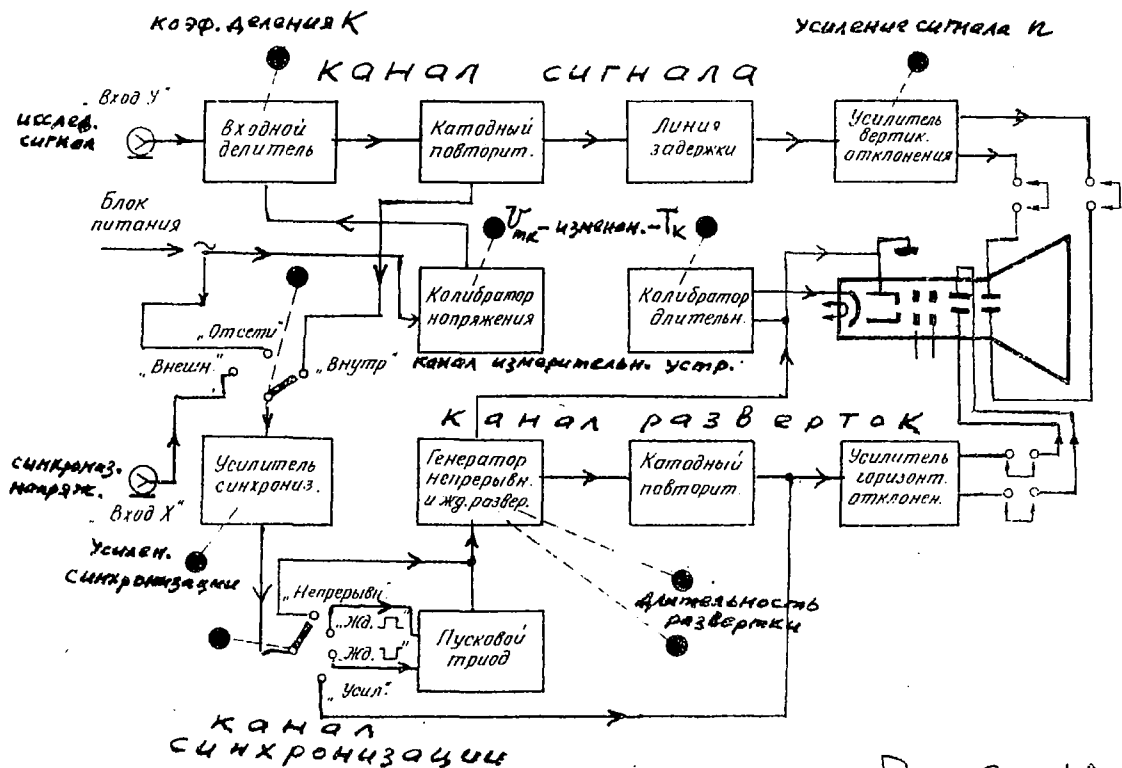


Рис. 6.2.10

Размеры изображения этого сигнала по вертикали h будут

$$h = h_y \cdot \frac{n}{K} U_{тк} = h_{\Sigma y} \cdot U_{тк}. \quad (6.2.4)$$

Здесь под h_y понимается чувствительность Y -пластин ЭЛТ, а под $h_{\Sigma y}$ - чувствительность всего канала сигнала (в единицах длины, отнесенных к $I B$ напряжения). Если величина $h_{\Sigma y}$ известна, то по измеренной величине h наблюдаемого сигнала можно найти амплитуду сигнала по формуле (6.2.5)

$$U_{тк} = \frac{h}{h_{\Sigma y}}. \quad (6.2.5)$$

Но чувствительность, согласно формуле (6.2.4), зависит не только от постоянной чувствительности h_y Y -пластин ЭЛТ, но и от различных в общем случае величин K и n .

При измерении напряжений осциллографам применяют следующие два метода, реализующие изложенную идею измерения.

Первый метод. В канал сигнала подается постоянное по величине амплитуды $U_{тк}$ напряжение. Плавным усилением (изменением коэффициента усиления n до некоторой определенной, хотя численно неизвестной величины n_0) надо добиться определенных размеров $h_{к0}$ изображения калибровочного сигнала по вертикали.

При этом канал сигнала для данного значения K будет иметь определенную и известную чувствительность $h_{\Sigma y}$. Ее можно изменить в известное число раз, меняя K - коэффициент деления. Менять n_0 - коэффициент усиления теперь нельзя, ибо только при определенном его значении можно градуировать шкалу переключателя, регулирующего работу делителя напряжения, в единицах чувствительности $h_{\Sigma y}$.

Теперь можно найти по (6.2.5) напряжение интересующей нас части сигнала, измерив размеры этой части изображения сигнала по вертикали h .

Второй метод связан с измерением величины калибровочного сигнала U_{mk} и одновременного измерения h_k соответствующей части изображения его по вертикали. При этом можно записать следующее соотношение:

$$h_k = h_y \frac{n}{K_k} U_{mk}. \quad (6.2.6)$$

Здесь K_k - коэффициент деления при наблюдении калибровочного сигнала (обычно $K_k = 1$). Наблюдение исследуемого сигнала должно производиться при том же значении коэффициента усиления n , что и наблюдение калибровочного сигнала. Для исследуемого сигнала можно записать соотношение (6.2.4). Используя это соотношение, а также (6.2.6), получим:

$$U_{mx} = \frac{K}{K_k} \cdot \frac{h}{h_k} U_{mk}. \quad (6.2.7)$$

Значение напряжения U_{mk} измеряется по специальному отсчетному приспособлению калибратора напряжения. Градуировка калибратора может быть проведена как в амплитудных, так и в действующих значениях напряжения. При этом надо иметь в виду, что калибратор напряжения представляет собой пиковый вольтметр, и к нему надо отнести все замечания гл. 2 об особенностях градуировки вольтметров пикового значения напряжения.

§ 6.3. Применение электронного осциллографа для измерений

Осциллограф - прибор широких возможностей, он может применяться для самых различных измерений. Здесь мы остановимся на основных измерениях, производимых с его помощью, и укажем на его перспективные возможности.

Измерение частоты. Это измерение производится методом сравнения частот, одна из которых является достаточно точно известной.

Пусть имеется два синусоидальных напряжения $U_x(t) = U_{mx} \sin \omega_x t$ и $U_y(t) = U_{my} \sin(\omega_y t + \varphi)$. Подадим эти напряжения на X и Y - пластины электронно-лучевой трубки соответственно и получим

$$\begin{aligned} x &= h_{\Sigma x} U_{mx} \sin 2\pi f_x t = X_m \sin 2\pi f_x t \\ y &= h_{\Sigma y} U_{my} \sin(2\pi f_y t + \varphi) = Y_m \sin(2\pi f_y t + \varphi). \end{aligned} \quad (6.3.1)$$

В выражениях (6.3.1) $k_{\Sigma y}$ и $k_{\Sigma x}$ - результирующие чувствительности Y - и X -каналов осциллографа с учетом всех усилений и ослаблений, которые претерпевает проходящие по этим каналам напряжения. X_m и Y_m здесь максимальные отклонения по осям X и Y соответственно, считая их от начала координат (см. рис. 6.3.1). Уравнения (6.3.1) являются параметрическим уравнением кривой, которую будет вычерчивать электронный луч на экране ЭЛТ. Исключая из (6.3.1) параметр t , получим уравнение кривой в обычном виде:

$$y = Y_m \sin\left(\frac{f_y}{f_x} \arcsin \frac{x}{X_m} + \varphi\right). \quad (6.3.2)$$

Если отношение частот f_y и f_x равно отношению целых чисел m и n , то на экране получится относительно простая кривая (особенно при небольших значениях m и n), так называемая фигура Лиссажу. Вид этой фигуры для случая, когда $\frac{f_y}{f_x} = \frac{m}{n} = \frac{6}{2} = \frac{3}{1}$, показан на рис. 6.3.1. На рис. 6.3.2 показан пример графического построения фигуры для случая, когда отношение частот равно 2:1.

Правило, по которому можно по виду фигуры определить соотношение между частотами, иллюстрируется на рис. 6.3.1. Оно состоит в следующем.

Следует через полученную на экране фигуру провести две прямые: горизонтальную (ГГ) и вертикальную (ВВ). Подсчитывая число n_G точек пересечения прямой ГГ с фигурой, а также число n_B точек пересечения прямой ВВ с фигурой, получим, что $\frac{f_y}{f_x} = \frac{n_G}{n_B}$. Из этого соотношения, если известна одна частота, можно найти другую. Если ГГ (или ВВ) проходит через точку самопересечения фигуры (узла), надо считать эту точку за две. Если одна прямая (например, ГГ) проведена касательной к фигуре, то и другую прямую надо проводить касательной к фигуре.

Разобранный метод измерения частот сравнением их по получаемым на экране фигурам Лиссажу является абсолютно точным методом в том смысле, что он сам не прив-

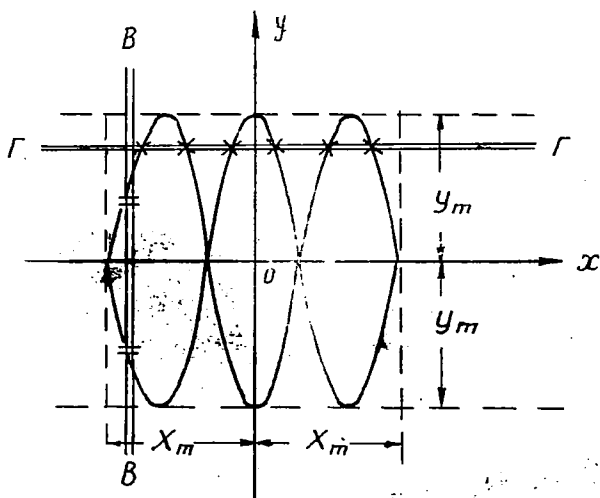


Рис. 6.3.1

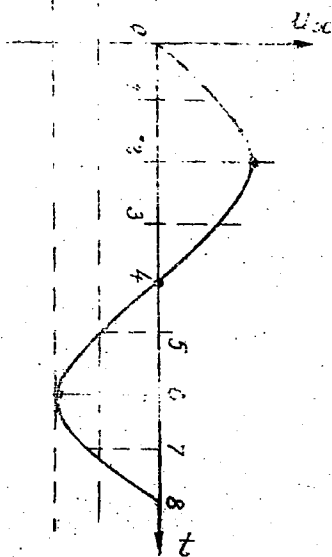
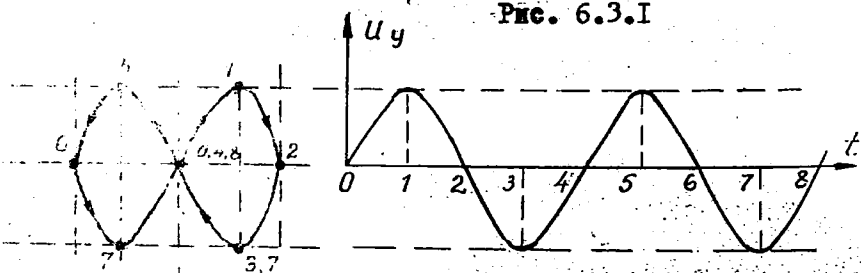


Рис. 6.3.2

носит в измерение никакой ошибки. Точность определения частоты этим методом зависит от того, насколько точна частота, принимаемая за эталон, и насколько она стабильна. Обычно наблюдаемая на экране фигура Лиссажу совершает сравнительно медленное циклическое изменение (она "вращается"). Этот эффект и объясняется нестабильностью частот, которые сравниваются.

Измерение угла сдвига фазы между двумя напряжениями имеет смысл, когда частоты сравниваемых напряжений равны. Для этого случая уравнение (6.3.2) примет вид (6.3.3):

$$y = Y_m \sin\left(\arcsin \frac{x}{X_m} + \varphi\right). \quad (6.3.3)$$

Нетрудно показать, что (6.3.3) есть уравнение эллипса в системе координат xOy . Форма и ориентация эллипса зависят от угла φ и от величин X_m и Y_m . На рис.

6.3.3. показаны изображения на экране для следующих частных случаев: 1) $\varphi = 0$; 2) $\varphi = 180^\circ$; 3) $\varphi = 90^\circ$ и $Y_m > X_m$; 4) $\varphi = 90^\circ$ и $Y_m < X_m$; 5) $\varphi = 90^\circ$ и $Y_m = X_m$. И действительно, при $\varphi = 0$ из (6.3.3) получим $y = \frac{Y_m}{X_m} x$, т.е. уравнение прямой. Если положить $\varphi = 180^\circ$, то уравнение будет $y = -\frac{Y_m}{X_m} x$. Угол сдвига фазы $\varphi = 90^\circ$ дает

$$\begin{aligned} y &= Y_m \sin\left(\arcsin \frac{x}{X_m} + 90^\circ\right) = Y_m \cos\left(\arcsin \frac{x}{X_m}\right) = \\ &= Y_m \sqrt{1 - \frac{x^2}{X_m^2}}. \end{aligned} \quad (6.3.4)$$

Возведя (6.3.4) в квадрат, получим

$$\frac{x^2}{X_m^2} + \frac{y^2}{Y_m^2} = 1. \quad (6.3.5)$$

Это будет уравнением окружности, если $X_m = Y_m = R$ (пятый из рассматриваемых случаев). Формула (6.3.5) будет уравнением эллипса с вертикально расположенной (слу-

чай 3) или горизонтально расположенной (случай 4) большой осью.

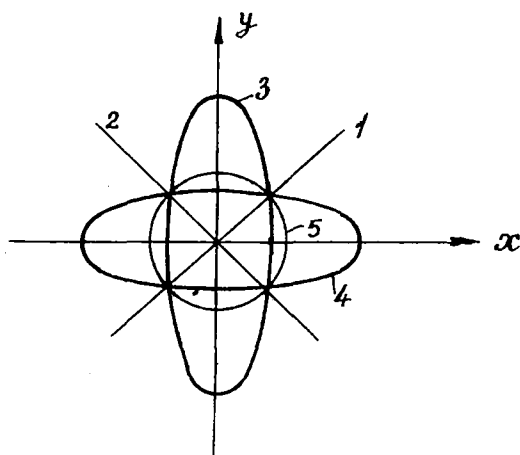


Рис. 6.3.3

Если φ - произвольный угол, то эллипс приобретает вид и ориентацию, показанные на рис. 6.3.4. В этом случае необходимо измерить в единицах длины отрезки A и B на экране.

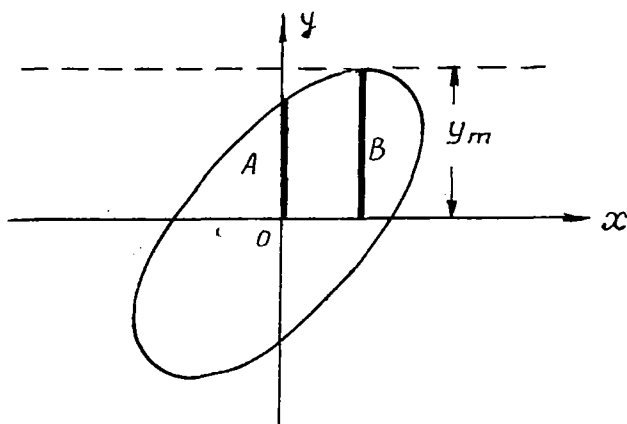


Рис. 6.3.4

Нетрудно видеть, что $y_{x=0} = A$, а $y_m = B$. Подставляя эти значения в (6.3.3), будем иметь следующее соотношение:

$$A = B \cdot \sin \varphi, \quad (6.36)$$

откуда можно найти угол сдвига фазы φ .

Измерения частоты следования импульсов F_H может производиться через измеренный период $T_H = \frac{1}{F_H}$, длительность которого может быть определена методом, основанным на применении калибратора длительности.

Рассмотрим метод, использующий синусоидальную развертку, получаемую за счет внешнего генератора звуковой частоты $F_{3г}$. На вход канала сигнала следует подать исследуемое импульсное напряжение. Если частота звукового генератора $F_{3г}$ равна частоте F_H , т.е. $F_{3г} = F_H$, на экране будет виден один импульс (выброс), при равенстве $F_H = 2F_{3г}$ их будет наблюдаться два и т.д. Вообще при ус-

$$F_H = n \cdot F_{3г}, \quad (6.3.7)$$

где n — целое число, на экране наблюдается соответствующее число импульсов. Форма наблюдаемых импульсов в общем должна быть отличной от формы импульсов, подаваемых в канал сигнала. Это объясняется нелинейностью синусоидальной развертки. Поэтому вместо термина "импульс" часто используют термин "выброс". Форма импульса при этом нас не интересует, и мы обращаем внимание только на число наблюдаемых импульсов (выбросов).

На рис. 6.3.5 показана наблюдаемая осциллограмма

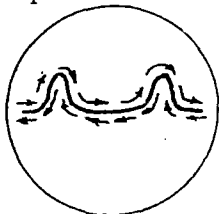


Рис. 6.3.5

для случая $F_H = 2F_{3г}$. За время $T_{3г} = \frac{1}{F_{3г}}$ луч на экране успевает пройти весь экран и вернуться в начальную точку. Условно этот путь показан на рис. 6.3.5 стрелками.

На рис. 6.3.6 приведены временные диаграммы последователь-

ности импульсов, подаваемых в схему осциллографа, а также напряжений звукового генератора с различным (сравнительно с T_H) периодом. Период звукового генератора равен следующим значениям: а) $T_{3г} = T_H$, что дает один наблюдаемый на экране импульс, б) $T_{3г} = 2T_H$ или $F_H = 2F_{3г}$, что дает два наблюдаемых импульса. Случай "в" дает ошибочный результат. Если применить правило (6.3.7) формаль-

но, то получится, что должно наблюдаться полемпульса ($T_{3r} = \frac{1}{2} T_H$ или $F_H = \frac{1}{2} F_{3r}$), но это бессмыслица. Если проанализировать случай "в", мы убедимся, что и в данном случае будет наблюдаться один выброс, но он появляется за счет прихода импульса через один период звукового генератора.

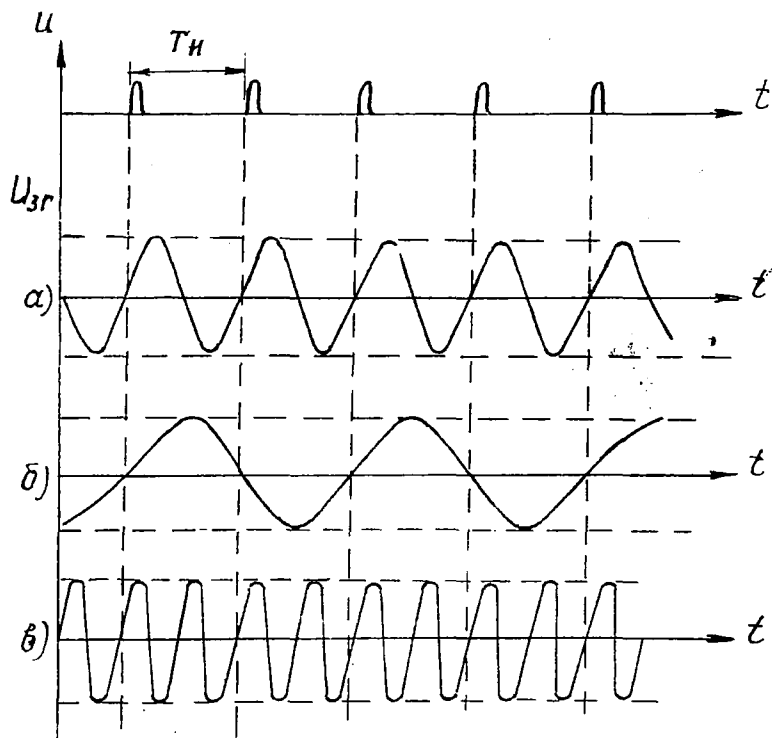


Рис. 6.3.6

Чтобы избежать ошибки измерения, надо делать по крайней мере два измерения на различных частотах звукового генератора, или устанавливать частоту звукового генератора заведомо меньше, чем частота исследуемых импульсов.

Другие измерения с помощью осциллографа. Осцилло-

граф можно применять для любого измерения, так или иначе связанного с получением осциллограммы.

Так, например, измерение коэффициента АМ, рассматриваемое в § 6.4, по существу сводится к анализу полученного на экране осциллографа изображения исследуемого колебания.

Из предыдущего параграфа видно, что осциллограф применяется для измерения напряжения, а, следовательно, косвенным методом можно по измеренному напряжению определить ток и мощность. Если с помощью осциллографа проведено измерение напряжения U на резисторе с известной величиной сопротивления R , то ток можно найти по формуле $I = \frac{U}{R}$, а мощность — по формуле $P = \frac{U^2}{R}$.

Можно было бы привести и другие примеры использования осциллографа. Особенно широки возможности осциллографа, если сочетать его с другими измерительными приборами. Разобранный выше метод измерения частоты следования импульсов с использованием в качестве вспомогательного прибора звукового генератора является примером таких измерений.

Существует ряд специальных приставок к осциллографу, которые позволяют расширить его возможности. Назовем из этих устройств такие, как электронный коммутатор для одновременного наблюдения двух осциллограмм на одном экране, или приставку для наблюдения формы резонансной кривой колебательного контура. В § 6.6 излагаются основы типового анализатора спектра последовательности радиопульсов. Этот прибор представляет собой по существу осциллограф, но с преобразователем исследуемого сигнала.

Вряд ли имеет смысл даже простое перечисление возможных случаев применения осциллографа для измерений. Практика эксплуатации измерительных приборов может поставить задачу использования осциллографа в самых неожиданных случаях, которые здесь невозможно предусмотреть. Чтобы иметь возможность использовать осциллограф наиболее эффективно, надо хорошо изучить его функциональную

схему, основные измерения с его помощью и приобрести навыки в его использовании.

Особенности применения осциллографа на СВЧ. Чем выше частота исследуемых колебаний и чем шире спектр этих колебаний, тем затруднительнее осциллографирование. Трудности, возникающие при этом, обусловлены свойствами ЭЛТ и схем таких частей осциллографа, как усилители сигналов и генераторы развертки.

Известно, что на СВЧ в электронно-лучевых трубках начинают сказываться такие факторы, как $\tau_{пр}$ - время пролета электронов вдоль отклоняющих пластин, а также емкости и индуктивности их выводов. Конструктивные изменения пластин и их выводов и увеличение скорости движения электронов снижают действие эффектов, определяемых особенностями СВЧ-диапазона. Однако при этом уменьшается чувствительность трубки и уменьшаются размеры наблюдаемых осциллограмм.

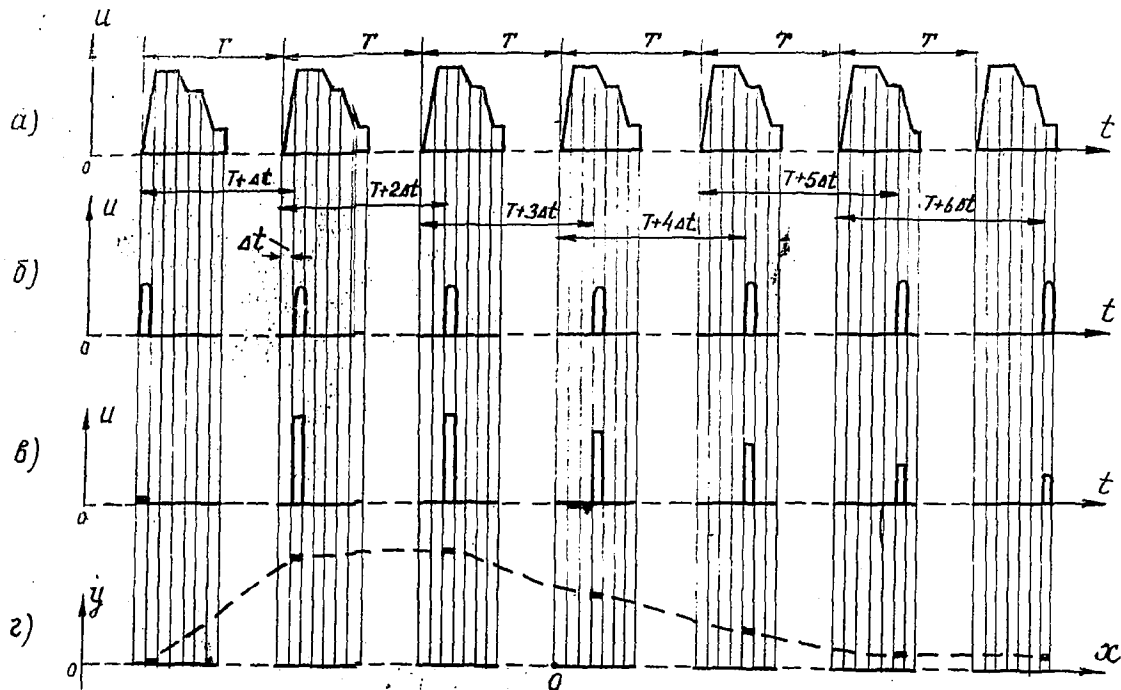
На исследование широкополосных сигналов и сигналов СВЧ оказывает влияние ограниченная полоса пропускания усилителей вертикального отклонения. Установлено, что верхняя граница полосы пропускания таких усилителей должна иметь порядок

$$f_{верх} = \frac{1}{2\tau_{фр}}$$

где $\tau_{фр}$ - время нарастания фронта импульса. Если $\tau_{фр}$ имеет порядок наносекунд, т.е. $\tau_{фр} \approx 10^{-9}$ с, то $f_{верх} \approx 500$ МГц.

Такую полосу нельзя получить в схемах обычных резистивных усилителей. Специальные усилители с распределенным усилением, помимо сложности и неудобства в эксплуатации, обладают еще и тем недостатком, что не дают хорошего усиления при работе с малыми исследуемыми сигналами.

Генераторы развертки при исследовании СВЧ-сигналов должны иметь высокую скорость движения луча по экрану и очень малое время срабатывания развертки. Это приводит к необходимости создания сложных и в общем малонадежных



а) исследуемые импульсы; б) стробирующие импульсы; в) те же импульсы, модулированные по закону изменения напряжения исследуемого импульса, они проходят вентиль коняля
 РИС. 6.3.7 г) изображение на экране ЭЛТ (плоскость yoX)

ных схем, что затрудняет исследование очень коротких импульсов и СВЧ-сигналов.

В силу этого не все осциллографические измерения могут быть проведены в СВЧ-диапазоне, а некоторые из них - просто невозможны. Так, например, невозможно наблюдение формы радиолокационного импульса на несущих частотах порядка тысяч мегагерц, используемых в радиолокации.

Невозможным становится и наблюдение формы коротких (наносекундных) импульсов, так как спектр частот таких сигналов очень широк.

В последнее время эти препятствия обходятся созданием схем так называемых стробоскопических осциллографов.

Понятие о стробоскопическом осциллографировании.

В схеме стробоскопического осциллографа должен быть генератор так называемых стробирующих импульсов. Это чрезвычайно короткие импульсы, их длительность $T_{стр} \ll T$ - длительности исследуемых импульсов. Период следования - $T_{стр}$ этих импульсов меняется во времени так, что с каждым новым циклом движения луча по экрану ЭЛТ за счет развертки он возрастает на величину Δt - шага считывания. Величина $\Delta t \ll T$ периода исследуемых импульсов. Таким образом, $T_{стр} = T + n \cdot \Delta t$, где n - возрастающее от нуля целое число.

Исследуемые импульсы подаются в канал сигнала через вентиль, открывающийся стробирующим импульсом на время, равное его длительности. К У-пластинам будет поступать напряжение, пропорциональное мгновенному значению исследуемого сигнала в момент действия стробирующего импульса. Диаграммы напряжений в схеме стробоскопического осциллографа показаны на рис. 6.3.7.

Исследуемый сигнал будет наблюдаться на экране в виде пунктирной линии, повторяющей форму исследуемого сигнала и сравнительно с размерами самого сигнала растянутой во времени в n раз, где n определяется отношением

$$n = \frac{T}{\Delta t}$$

Надо иметь в виду, что изложенное передает лишь идеи стробосциллографа. Схема его является довольно сложной. Это объясняется необходимостью введения в нее ряда устройств, таких, например, как расширитель импульсов, прошедших вентиль. Задачей этого расширителя является увеличение длительности импульса, что дает возможность использовать в канале сигнала сравнительно узкополосный усилитель вертикального отклонения. Кроме того, расширение импульса увеличивает яркость изображения, так как время пребывания луча на линии, соответствующей данной координате y , увеличивается.

Особенности схемы стробосциллографа объясняются помимо этого еще и наличием в нем специального генератора коротких импульсов и необходимостью обеспечить синхронизацию работы всех устройств.

Стробоскопические осциллографы находят уже сейчас практическое применение и выпускаются промышленностью как типовые приборы. Имеются помимо этого и специальные приставки к обычным осциллографам, позволяющие наблюдать форму импульсов наносекундной длительности.

В заключение отметим, что в последнее время в практике измерений, связанных с исследованием временных характеристик различных устройств, стали применяться осциллографы с электронной памятью. Остановимся кратко на принципе их работы.

В таких осциллографах применяются специальные трубки типа ЛН, в которых производится не только запись на экране исследуемого сигнала, но и хранение его в течение длительного времени, а также воспроизведение записанного ранее сигнала.

Трубки ЛН, применяемые здесь, имеют два прожектора: один "обычный" - записывающий, который формирует узкий луч из электронов большой энергии, второй прожектор образует нефокусированный, расходящийся во весь экран луч, состоящий из медленных электронов.

На пути распространения обоих электронных потоков в трубке располагается мишень. Она представляет собой

слоем диэлектрика с большим коэффициентом вторичной эмиссии, нанесенного на металлическую сетку — коллектор. За мишенью находится люминофор экрана электронно-лучевой трубки.

Запись изображения на мишени производится выбиванием электронами записывающего луча вторичных электронов из диэлектрика. Вторичные электроны отводятся сеткой-коллектором. На месте выбитых электронов образуется положительный заряд. В исходном состоянии потенциал диэлектрика был нулевым, а при выбивании вторичных электронов он становится положительным. На рис. 6.3.8 места положительного потенциала мишени условно показаны не заштрихованными участками.

Медленные электроны воспроизводящего прожектора образуют поток электронов, из которых через мишень к люминофору экрана пройдут только попавшие на участки положительного потенциала мишени. Это как раз те участки, где вторичные электроны были выбиты записывающим лучом из диэлектрика мишени. Таким образом, на экране осциллографа воспроизводится рельеф мишени, соответствующий форме ранее поданного на осциллограф сигнала. Засвечиваемые места люминофора экрана на рис. 6.3.8 показаны светлыми участками.

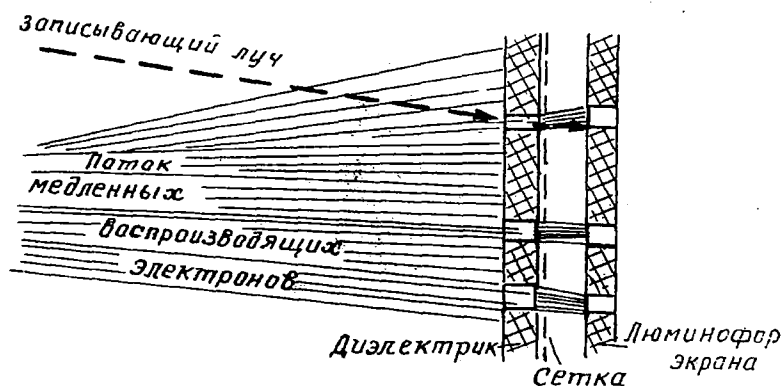


Рис. 6.3.8

При этом возможно и обычное осциллографирование за счет того, что электроны записывающего луча, имеющие

большую энергию, легко преодолевают слой мишени, независимо от имеющегося на ней потенциала, и засвечивают люминофор экрана.

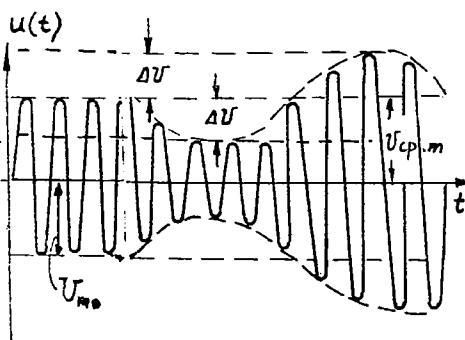
Применяемый сейчас осциллограф с памятью СІ-37 (трубка ІЗЛН2) имеет скорость записи 4 км/с , а время хранения изображения, считая от момента выключения осциллографа до начала воспроизведения записи, до 7 суток (при работающем осциллографе - до 30 минут). Имеются осциллографы и с лучшими характеристиками.

§ 6.4. Измерение коэффициента амплитудной модуляции

Амплитудно-модулированные (АМ) колебания встречаются в радиоэлектронных схемах очень часто. АМ есть такое изменение формы синусоидального колебания, при котором амплитуда его меняется по закону передаваемого низкочастотного сигнала. Для простейшего случая тональной модуляции сигнала с несущей частотой ω_0 тоном частоты Ω напряжение будет иметь следующую временную зависимость:

$$u(t) = U_{m0} (1 + m \cdot \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (6.4.1)$$

График этого напряжения показан на рис. 6.4.І, в формуле



ле U_{m0} - амплитуда модулируемого колебания, m - коэффициент амплитудной модуляции. Среднее за период $T_{\Omega} = \frac{2\pi}{\Omega}$ модулирующего сигнала напряжение $U_{mcp} = U(t)$ Максимальное изменение ΔU амплитуды $u(t)$ в течение периода: $\Delta U = m \cdot U_{mcp}$.

Рис. 6.4.І

$$\text{Тогда: } m = \frac{\Delta U}{U_{mcp}} 100\% \quad (6.4.2)$$

Для измерения коэффициента АМ применяются различные методы.

Осциллографический метод заключается в наблюдении на экране осциллографа формы АМ-колебания. Поскольку нас интересует форма огибающей этого колебания, величину периода развертки T_p следует устанавливать так, чтобы он был в несколько раз больше периода $T_{\Omega} = \frac{2\pi}{\Omega}$. Изображение на экране будет иметь вид, показанный на рис. 6.4.2.

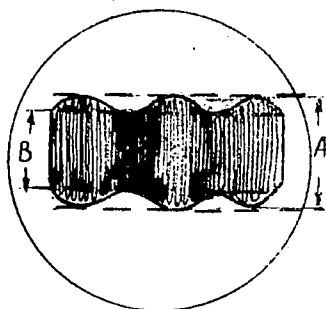


Рис. 6.4.2

Определяя линейные размеры отрезков A и B , отмеченных на этом рисунке, определим m по формуле (6.4.4) утя при этом, что

$$A = 2h_{\Sigma y}(U_{m\Omega} + \Delta U); \quad B = 2h_{\Sigma y}(U_{m\Omega} - \Delta U) \quad (6.4.3)$$

где $h_{\Sigma y}$ - постоянный коэффициент, определяемый чувствительностью канала сигнала осциллографа:

$$m = \frac{A - B}{A + B} 100\% \quad (6.4.4)$$

Данный метод - осциллографирования приобретает большую точность измерения, если его видоизменить по схеме (рис. 6.4.3). Осциллограммы, наблюдаемые при этом, показаны на рис. 6.4.4. Угол сдвига фазы между напряжением модулирующей частоты и огибающей модулированного колебания или равен нулю (рис. 6.4.4а), или отличен от нуля (рис. 6.4.4б).

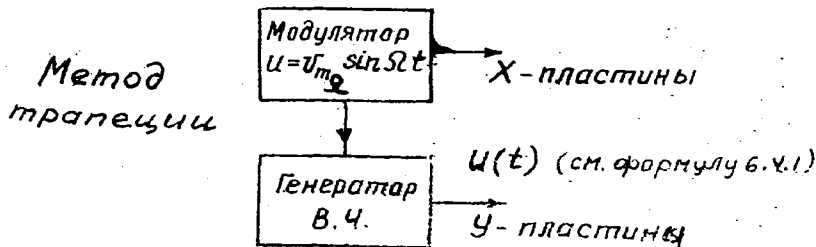


Рис. 6.4.3

Метод двух вольтметров представляет собой инструментальный метод измерения коэффициента АМ. Упрощенная схема прибора, построенного по этому принципу, показана на рис. 6.4.5.

Исследуемое АМ-колебание детектируется линейным детектором, и на резисторе R выделяется напряжение, форма которого повторяет форму огибающей АМ-колебания. Показания прибора H пропорциональны $U_{\text{ср}}$ — среднему значению амплитуды АМ-колебания и зависят от положения движка потенциометра R .

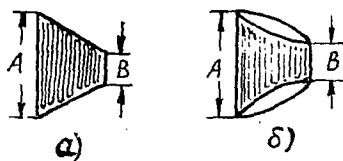


Рис. 6.4.4

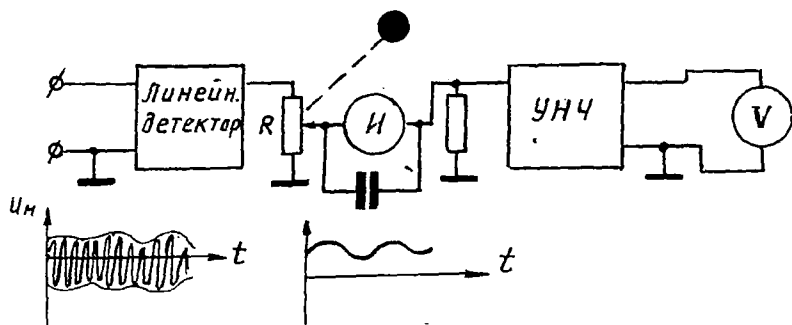


Рис. 6.4.5

Вольтметр V является пиковым вольтметром с закрытым входом, и показания его определяются величиной ΔU — максимальным отклонением напряжения от среднего значения (постоянной составляющей этого напряжения).

Учитывая показания обоих приборов, можно вычислить коэффициент АМ по (6.4.2). Но этих вычислений можно и не производить, если с помощью движка потенциометра R установить определенное значение $U_{\text{ср}}$ (условно "1" на шкале прибора H). В этом случае величина ΔU напряжения по шкале прибора V будет однозначно определять согласно (6.4.2) при постоянном значении $U_{\text{ср}}$ коэффициент АМ. Шкалу прибора V можно градуировать непосредственно в единицах коэффициента АМ (процентах).

На таком принципе основано измерение коэффициента АМ типовыми приборами, например, модулометром С2-23, а также измерение этого коэффициента в генераторе стандартного сигнала Г4-18А.

§ 6.5. Измерение коэффициента нелинейных искажений

Для количественной оценки степени отличия формы напряжения от синусоидальной вводится понятие коэффициента нелинейных искажений, который определяется, исходя из следующих соображений.

Пусть несинусоидальное напряжение представлено в виде суммы гармоник

$$u(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (6.5.1)$$

Чем больше величины напряжений высших гармоник по сравнению с первой, тем больше отличие формы напряжения от синусоидальной, тем больше коэффициент нелинейных искажений K . Его можно представить в виде

$$K = \frac{U_r}{U_1} 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} 100\% \quad (6.5.2)$$

Если надо выразить K не в процентах, а в децибелах, то запишем

$$K = 20 \lg \frac{U_r}{U_1} \text{ дБ}. \quad (6.5.3)$$

Между двумя последними представлениями K существует связь:

$$K\% = 10 \frac{K_{\text{дБ}} + 40}{20}; \quad K_{\text{дБ}} = 20 \lg K\% - 40. \quad (6.5.4)$$

В (6.5.2) и (6.5.3) $U_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}$ — действующее значение напряжения всех высших, начиная со второй, гармоник, а U_1 — действующее напряжение первой гармоники.

Выделить для измерения из спектра (6.5.1) первую

гармонику очень трудно, поэтому на практике измеряют так называемый измеренный коэффициент нелинейных искажений K_1 , определяемый по формуле:

$$K_1 = \frac{U_r}{U} 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}, \quad (6.5.5)$$

в которой $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}$ — действующее значение всего напряжения $U(t)$, включая и первую его гармонику. Так как

$$U = U_1 \sqrt{1 + \frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2}} = U_1 \sqrt{1 + \left(\frac{K}{100}\right)^2}, \quad (6.5.6)$$

то коэффициенты K и K_1 оказываются связанными следующей зависимостью:

$$K_1 = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{K}{100}\right)^2}}; \quad K = \frac{K_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{K_1}{100}\right)^2}}. \quad (6.5.7)$$

В последней формуле оба коэффициента выражены в процентах.

При не очень больших K (до 10%) можно считать, что $K_1 = K$, в противном случае K вычисляется по формуле (6.5.7) с использованием измеренного значения K_1 .

Структурная схема типового прибора для измерения коэффициента нелинейных искажений дана на рис. 6.5.1. Измерение в ней производится следующим образом.

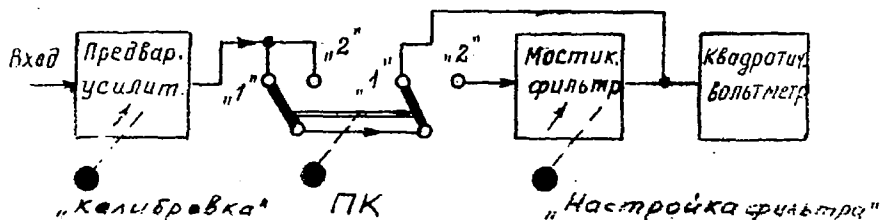


Рис. 6.5.1

Переключатель ПК ставится в положение "1", изменением коэффициента усиления предварительного усилителя (ручка "калибровка") стрелка вольтметра устанавливается на деление, соответствующее всему напряжению (100%).

Затем ПК ставится в положение "2", и напряжение будет проходить через мостиковый фильтр (рис. 6.5.2), настраиваемый на частоту первой гармоники. В результате настройки фильтра на выходе его будут практически только частоты высших гармоник, действующее значение которых будет измерено вольтметром. Чем лучше произведена настройка фильтра на первую гармонику, тем меньше показания вольтметра. К возможному минимуму его показаний и надо стремиться при измерении, это обеспечивает большую точность измерения коэффициента нелинейных искажений.

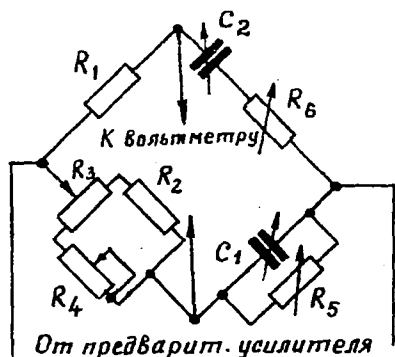


Рис. 6.5.2

Отметим, что в данной схеме нужен именно квадратичный или эффективный вольтметр, ибо именно действующие значения соответствующих напряжений определяют искомый коэффициент.

Рассмотренный принцип измерения воплощен в ряде типовых измерителей нелинейных искажений, например, в приборе С6-1.

§ 6.6. Анализ спектра последовательности радиоимпульсов

Рассмотрим частный, но очень важный случай анализа спектра последовательности радиоимпульсов с СВЧ-заполнением, график которых приведен на рис. 6.6.1. Сигнал такого вида получается при импульсной модуляции СВЧ-колебаний и часто используется в радиолокационных и других схемах современных радиоэлектронных средств.

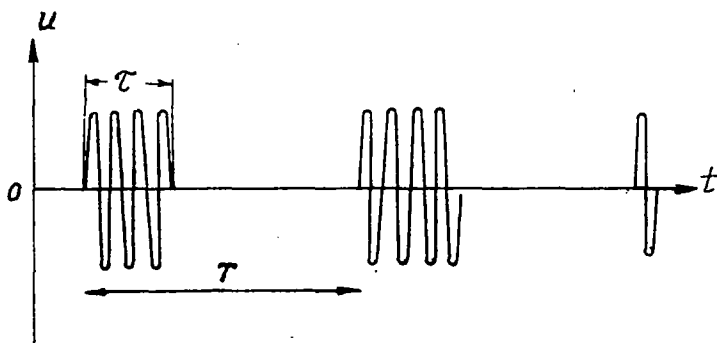


Рис. 6.6.1

При контроле работоспособности схемы, где определяющим параметром является напряжение такого вида, как показано на рис. 6.6.1, казалось бы, можно проверить отдельно необходимые параметры модулируемого СВЧ-напряжения и модулирующего импульсного сигнала, после чего сделать выводы о параметрах напряжения последовательности радиоимпульсов. Однако это не так.

Промодулированный сигнал за счет различных факторов претерпевает изменения в виде непредвиденных амплитудной и частотной модуляции, изменения длительности импульса и т.д. При этом отдельно рассматриваемые СВЧ-заполнение и модулирующее напряжение не имеют отклонения от нормы.

За счет приведенных выше отклонений технических характеристик исследуемого сигнала от нормы могут измениться такие важные тактические характеристики радиоло-

радиолокационных станций, как дальность действия, разрешающая способность и т.д.

Таким образом возникает необходимость непосредственного анализа показанного на рис. 6.6.1 колебания. Как уже говорилось в § 6.3, непосредственное наблюдение формы такого колебания на экране осциллографа невозможно, так как последовательность радиолокационных импульсов имеет очень широкий спектр частот.

Любой сигнал можно характеризовать не только функцией $u(t)$ (временное представление сигнала), но и его спектральной функцией $S(\omega)$ (спектральное представление сигнала).

Независимо от периода сигнала T огибающая амплитуд его спектра - спектральная функция имеет вид

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (6.6.1)$$

Реальные процессы исследуются в течение конечного времени, поэтому практически текущий спектр исследуется за время $t < T$, где T - период исследуемого процесса. Сигнал следует считать одиночным импульсом, а спектр его будет сплошным. Важно то, что спектральная функция и в этом случае будет такой же, как и у периодического сигнала, в виде последовательности импульсов (рис. 6.6.1).

В зависимости от конкретного аналитического выражения функции времени $u(t)$, спектральная функция $S(\omega)$ этого процесса будет иметь тот или иной вид. На рис. 6.6.2 показано несколько функций $S(\omega)$, получающихся при преобразовании по формуле (6.6.1) различных $u(t)$.

- 1) Случай "идеального" прямоугольного импульса.
- 2) Дополнительная (паразитная) амплитудная модуляция, дающая трапецеидальное искажение формы импульса.
- 3) Паразитная частотная модуляция.
- 4) Случай наличия одновременно частотной и амплитудной модуляции. Рис. 6.6.2 дает только качественную картину.

Здесь приведены только наиболее характерные случаи искажения формы импульса и его СВЧ-заполнения. Очевид-

но, их может быть больше, но во всяком случае по виду спектральной функции можно сделать хотя бы первоначальные выводы о причинах отклонения ее от нормы, которой надо считать форму спектральной функции прямоугольного радиопульса.

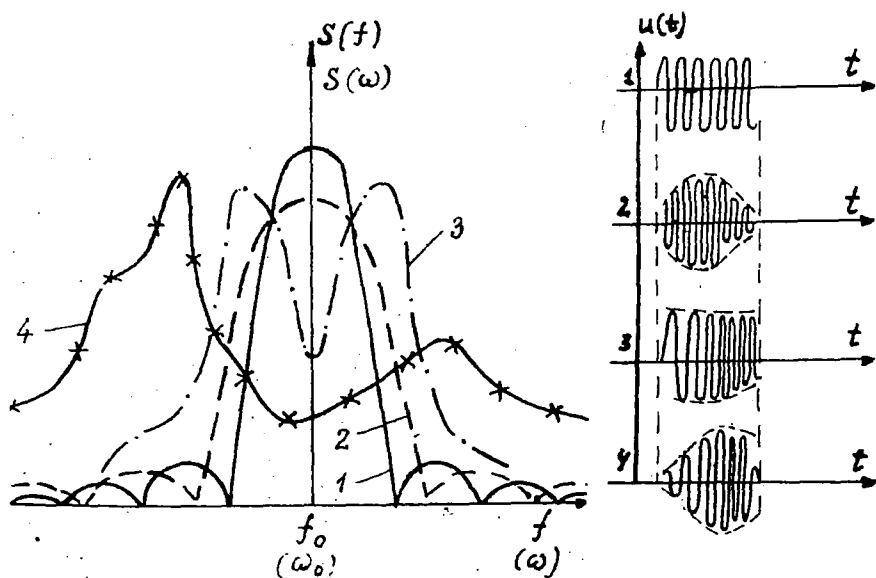


Рис. 6.6.2

Приборы, предназначенные для визуального наблюдения формы спектральной функции, называются анализаторами спектра. Структурная схема типового анализатора спектра показана на рис. 6.6.3. Работа этой схемы происходит следующим образом.

Генератор пилообразного напряжения или генератор развертки (ГР) перемещает луч по экрану ЭЛТ и одновременно изменяет по линейному закону частоту генератора качающейся частоты (ГКЧ). Таким образом, определенному отклонению луча по горизонтали соответствует определенная частота ГКЧ, и ось X на экране ЭЛТ будет не только осью времени, но и осью частот f (или ω).

Напряжение ГКЧ поступает на смеситель (С), куда приходит и исследуемый сигнал $u(t)$. С точки зрения спект-

ра, в соответствии с изложенным выше приход сигнала $u(t)$ означает подачу на вход C сплошного спектра, огибающая которого имеет конкретное аналитическое выражение $S(\omega)$. Если T - период следования импульсов, то это значит, что сплошной спектр радиопульса поступает на вход смесителя C через каждые T секунд.

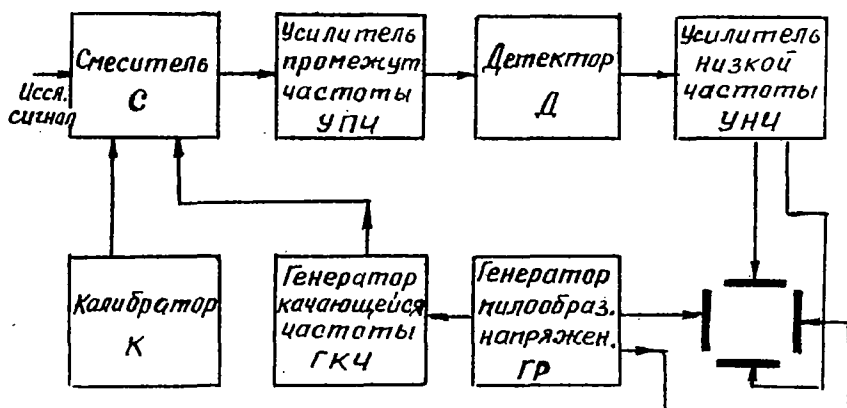


Рис. 6.6.3

На выходе смесителя, как нелинейной схемы, получается широкий спектр частот, в том числе промежуточные частоты $f_{np} = f - f_{гкч}$, где f - текущая частота спектра, а $f_{гкч}$ - частота ГКЧ в данный момент времени.

С выхода смесителя колебания поступают на усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Он имеет очень узкую полосу пропускания Δf и настроен на определенную частоту $f_{унч}$. Следовательно, через УПЧ из всего широкого спектра промежуточных частот пройдет узкая полоса частот

$$f - f_{гкч} = f_{унч} \pm \frac{\Delta f}{2},$$

где $f_{унч}$ - резонансная частота УПЧ.

После детектирования (Д) и усиления низкочастотного напряжения (УНЧ) на экране ЭЛТ появится вертикальная линия, высота которой будет пропорциональна мощности (де-

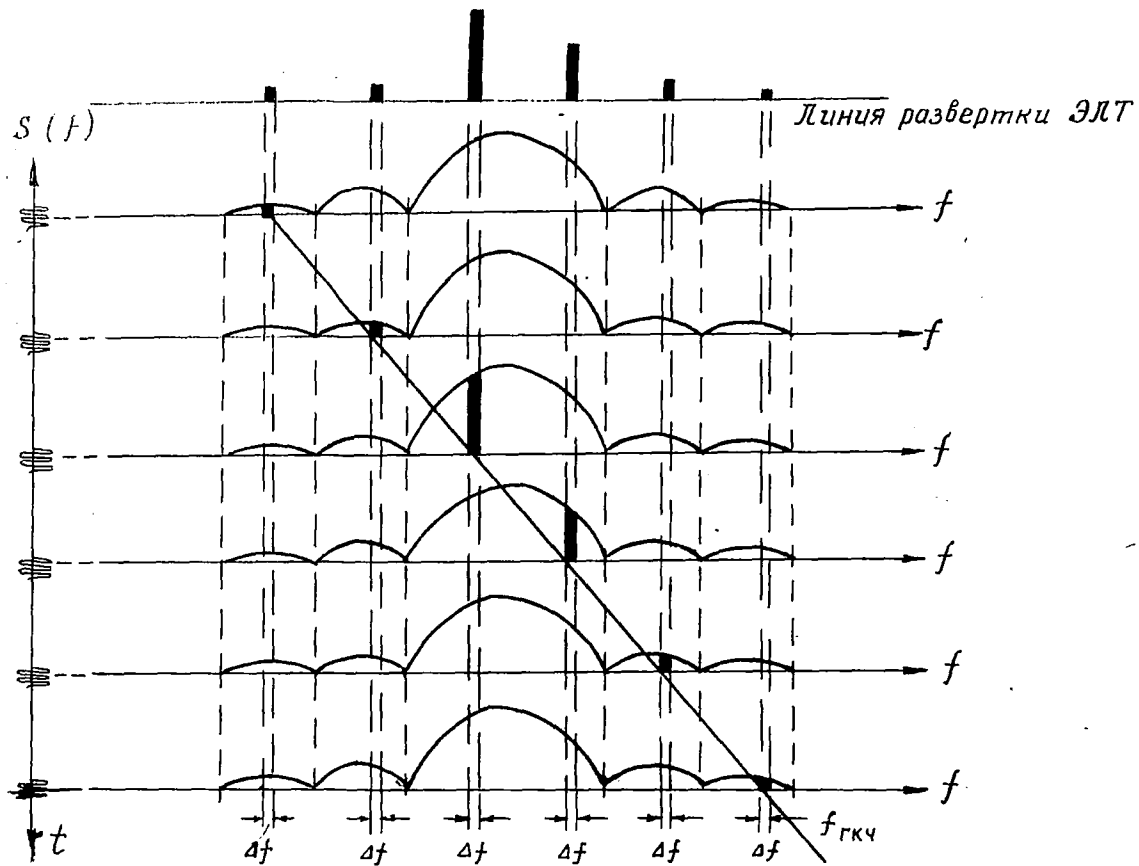


Рис. 6.6.4

тектирование в блоке Δ - квадратичное) составляющих узкой полосы Δf спектра. Эта линия будет сдвинута по горизонтали в ту точку экрана, которая соответствует данной частоте $f_{гкч}$ и, следовательно, определенной частоте спектра сигнала $u(t)$.

С приходом следующего импульса картина повторится с той лишь разницей, что теперь вертикальные размеры светящейся линии и ее положение по горизонтали на экране ЭЛТ в общем случае будут иными.

На рис. 6.6.4 изложенное проиллюстрировано для случая, когда период развертки $T_p = 6 T$. На экране получилось шесть вертикальных линий. Если увеличить период развертки, то будет $T_p = n \cdot T$, где n - число наблюдаемых линий. Картина на экране будет иметь вид - рис.6.6.5. при дальнейшем увеличении числа линий они сольются, и будет наблюдаться сплошная засветка экрана, ограниченная кривой $S(\omega)$.

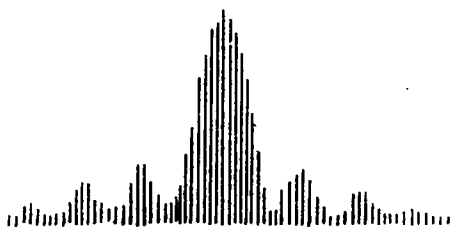


Рис. 6.6.5

Надо иметь в виду, что число наблюдаемых на экране линий равно отношению периодов развертки и следования импульсов

$$n = \frac{T_p}{T} \quad (6.6.2)$$

Это число не может характеризовать действительного числа спектральных линий спектра последовательности импульсов. Наблюдаемые на экране вертикальные линии играют вспомогательную роль, состоящую в том, что их верхние

точки позволяют воспроизвести форму спектральной функции исследуемого сигнала. Число спектральных линий линейчатого спектра, как известно, обратно пропорционально F - частоте следования импульсов, или прямо пропорционально T - периоду следования импульсов. По формуле (6.6.2) число линий оказывается, наоборот, обратно пропорционально периоду следования импульсов.

Калибратор (К) в схеме анализатора спектра необходим для определения частотного масштаба по оси X наблюдаемой на экране ЭЛТ картины спектральной функции. Калибратор создает последовательность калибровочных частотных меток в виде наблюдаемых на экране (рис. 6.6.6)

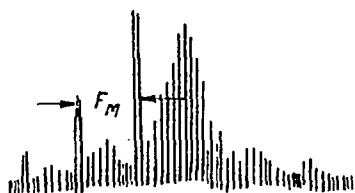


Рис. 6.6.6

коротких импульсов. Расстояние между этими импульсами в частотном масштабе F_m может изменяться и определяется по специальной шкале отсчетного приспособления калибратора К. Вместо последовательности калибровочных меток, одно-

временно наблюдаемых на экране, можно пользоваться одной меткой.

В этом случае калибратор вырабатывает метку, которую можно изменением параметров калибратора перемещать по экрану и отсчитывать текущие значения частоты по специальной шкале, связанной с механизмом перемещения метки.

Анализаторы спектра выполняются в виде отдельных приборов (например, широкодиапазонный анализатор спектра С4-4), но могут входить составной частью в комбинированные приборы, которые рассматриваются в следующей главе.

Г л а в а 7

КОМБИНИРОВАННЫЕ ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 7.1. Назначение и общие принципы построения комбинированных приборов (радар-тестеров)

Современная радиоэлектроника создала эффективные и надежные системы для обнаружения различных целей (объектов) и для измерения параметров движения этих целей. Они представляют собой сложные схемы, технические параметры которых изменяются под влиянием различных трудно учитываемых внешних факторов и потому нуждаются в периодической проверке.

Системы, решающие указанную задачу применительно к наземным, надводным и воздушным целям, называются радиолокационными станциями (РЛС). Если имеются в виду подводные цели, то такие системы носят название гидроакустических станций (ГАС).

Вопросы измерений, связанных с контролем ГАС, будут рассмотрены в последнем параграфе данной главы. Вначале же мы обратим внимание на измерения, производимые в схемах РЛС, и на соответствующие измерительные приборы.

Контроль параметров РЛС в процессе эксплуатации производится чаще всего либо путем использования встроенных в станцию приборов, либо с помощью специальных комбинированных приборов. Эти приборы называют радиолокационными испытательными приборами (РИП), или радар-тестерами.

Эксплуатационный контроль РЛС включает в себя проверку следующих параметров:

- импульсной мощности передатчика РЛС,
- чувствительности или коэффициента шума приемника РЛС,
- частот передатчика и гетеродина приемника,
- качества согласования антенно-фидерного тракта,
- режима работы магнетрона и гетеродина приемника,
- формы импульса модулятора и других параметров этих импульсов (длительности, частоты следования и др.),
- напряжений и токов в различных частях РЛС,
- энергетического спектра последовательности радиоимпульсов радиолокационной станции.

Отдельные проверки из перечисленных выше (форма импульсов, значения напряжений и токов и др.) производятся с помощью таких приборов общего применения, как ампервольтметры, электронные вольтметры, осциллографы и др., но большая часть измерений производится с помощью радар-тестеров.

Радар-тестеры (РИП) являются комбинацией следующих измерительных приборов: термисторного измерителя мощности, резонансного волномера средней точности, генератора стандартного сигнала и анализатора спектра. Надо отметить, что анализатор спектра включается в схему радар-тестеров более поздних и совершенных модификаций. Это объясняется возросшими требованиями к параметрам излучаемого РЛС сигнала и необходимостью более надежного их контроля. Обобщенная структурная схема типового радар-тестера приведена на рис. 7.1.1.

Измерение импульсной мощности передатчика РЛС с помощью радар-тестера производится включением его в режим измерения мощности. Схема его в этом случае представляет собой термисторный измеритель мощности. Ко входу прибора через направленный ответвитель (см. § 3.4) подается измеряемая мощность, т.е. часть мощности, передаваемой из передатчика в антенну.

Термисторный измеритель мощности измеряет среднюю

мощность $P_{ср}$. Мощность в импульсе можно определить по формуле

$$P_{и} = q \cdot P_{ср} = P_{ср} \frac{1}{F\tau}, \quad (7.11)$$

где q - скважность, F - частота следования, τ - длительность импульсов РЛС.

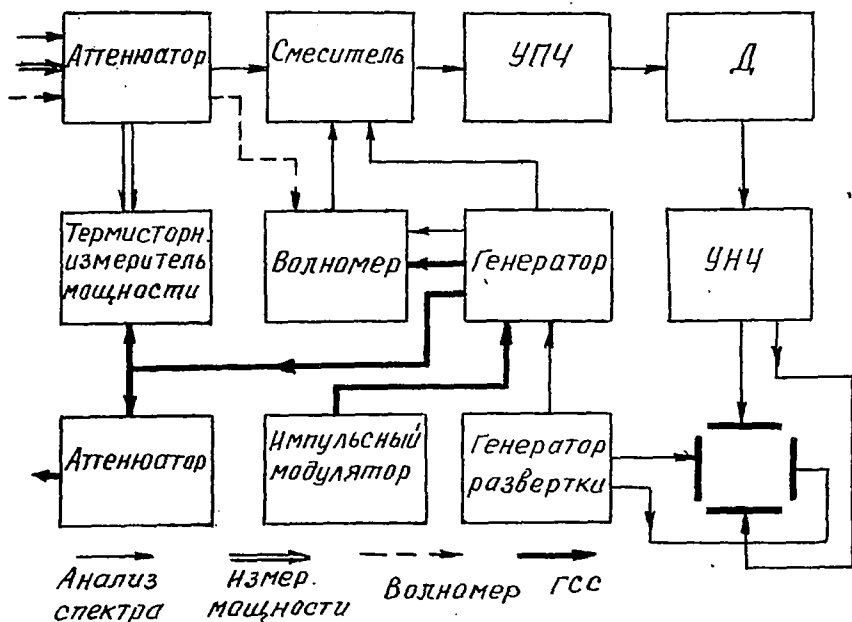


Рис. 7.1.1

Измерение частоты передатчика может производиться одновременно с измерением мощности. При измерении частоты радар-тестер должен работать в режиме резонансного волномера.

Это измерение можно также производить, подавая исследуемые колебания на вход радар-тестера так, как показано на рис. 7.1.2, - через "эфир". При таком соединении, конечно, нельзя измерять одновременно и мощность, так как остается неизвестной величина затухания, которое претерпевает электромагнитная волна при распространении от излучающей антенны до рупорной антенны - входа радар-тестера.

Схемы (рис. 7.1.2 и рис. 3.4.3) могут применяться и для анализа спектра последовательности радиоимпульсов. Кроме того, как уже указывалось в § 3.4, с помощью схемы (рис. 3.4.3) можно производить измерение КСВ, т.е. проверять качество согласования антенно-фидерного тракта. При визуальном наблюдении формы спектральной функции, когда проводится анализ спектра импульсов РЛС, радар-тестер должен быть включен в режим анализатора спектра последовательности импульсов.

При проверке качества согласования антенно-фидерного тракта радар-тестер работает в режиме измерителя мощности.

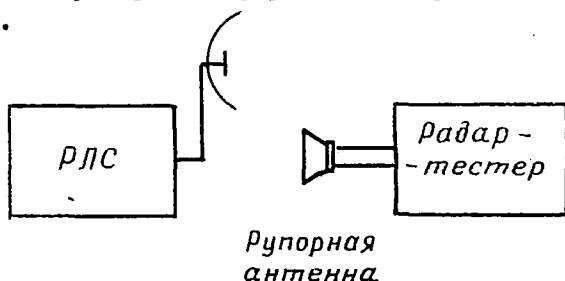


Рис. 7.1.2

При измерении чувствительности приемника РЛС схема соединения РЛС и радар-тестера показана на рис. 7.1.3. Анодное напряжение на магнетрон передатчика РЛС в этом случае подаваться не должно, т.е. РЛС работает в режиме приема сигнала, передатчик ее выключен. Радар-тестер должен быть включен в режим генератора стандартного сигнала (ГСС). С выхода радар-тестера на вход приемника РЛС будут поступать импульсные сигналы определенной частоты и мощности, имитирующие отраженные от цели сигналы.

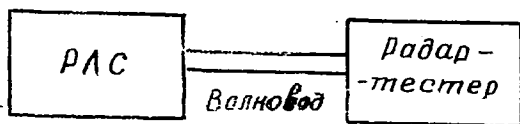


Рис. 7.1.3

Реальной чувствительностью $P_{пр. мин}$ данного приемника называется минимальная мощность на входе приемника, при которой еще обеспечивается прием и обнаружение сигнала.

Практически определение этой мощности сводится к определению мощности сигнала ГСС радар-тестера, при которой сигнал на экране индикатора типа *A* уже нельзя различить в шумах. Это показано на рис. 7.1.4б, а на рис. 7.1.4а для сравнения приведена наблюдаемая картина для случая, когда мощность сигнала больше пороговой мощности $P_{пр. мин}$.

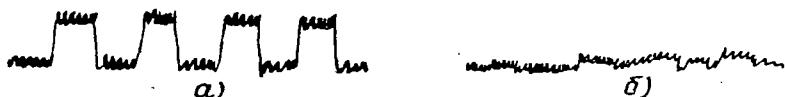


Рис. 7.1.4

Структурная схема измерения чувствительности приемника представлена на рис. 7.1.5а. В случае, если форма видеоимпульсов ГСС радар-тестера не соответствует форме запускающих импульсов индикатора РЛС, последний заменяется осциллографом.

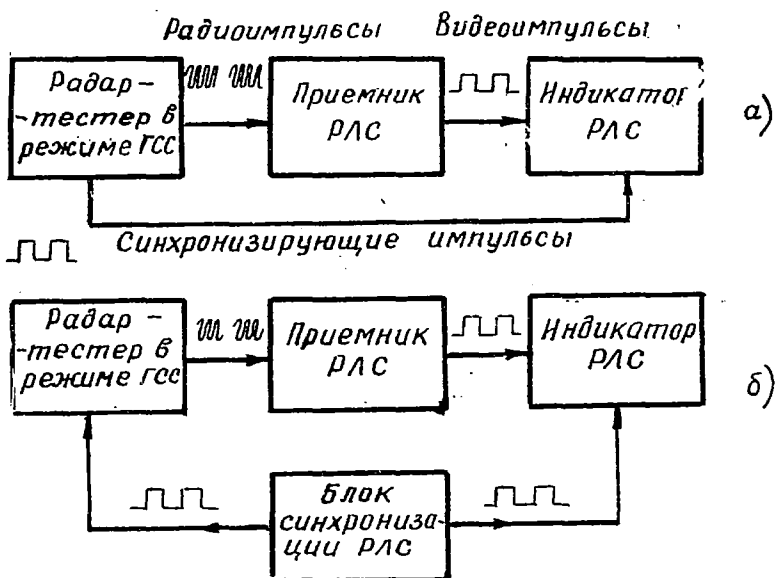


Рис. 7.1.5

Возможен вариант, показанный на рис. 7.1.5б, где и радар-тестер в режиме ГСС, и индикатор РЛС синхронизируются видеоимпульсами блока синхронизации испытуемой РЛС. Из этой схемы видна необходимость устройства задержки выходного импульса ГСС радар-тестера относительно запускающего видеоимпульса синхронизатора. Последний определяет момент начала развертки, и нужно, чтобы импульс ГСС, имитирующий отраженный от цели импульс, пришел на вход индикатора с некоторой задержкой t_3 во времени, что и обеспечивается специальной схемой задержки в ГСС радар-тестера.

Временная задержка эквивалентна времени, которое реальный импульс РЛС затрачивает на то, чтобы пройти расстояние от РЛС до цели (l единиц длины) и такое же расстояние (l) обратно от цели к РЛС. Если скорость распространения электромагнитных волн есть c , то рассматриваемая задержка во времени определится, как

$$t_3 = \frac{2l}{c} \quad (7.1.2)$$

В режиме ГСС радар-тестер применяется и для других измерений, которые здесь не рассматриваются, в частности - для измерений времени восстановления чувствительности приемника и др. Наиболее полно усвоить возможности радар-тестеров можно при рассмотрении схем, принципов эксплуатации и особенностей РЛС. Пока мы должны усвоить основные схемные и принципиальные особенности комбинированных приборов радар-тестеров.

Каждый радар-тестер предназначен для измерений в определенном частотном (или волновом) диапазоне. Ниже будут рассмотрены радар-тестеры двух диапазонов: 10-сантиметрового и 3-сантиметрового. Это значит, что в первом случае прибор может использоваться для измерений в полосе частот, близких к частоте $f = 3000 \text{ МГц}$ ($\lambda = 10 \text{ см}$), во втором - на частотах около $f = 9500 \div 10000 \text{ МГц}$ ($\lambda \approx 3 \text{ см}$).

К радар-тестерам 10-см диапазона относятся приборы

ГК4-3 (РТ-10), ГК4-2I (РШП-10), а к радар-тестерам 3-см диапазона - приборы ГК4-14 (ЗI-ИМ) и ГК4-19 (РШП-1). Основные технические данные этих приборов сведены в табл. 7.1.1. Надо сказать, что радар-тестеры ГК4-3 и ГК4-14 с производства в настоящее время сняты и в эксплуатации встречаются редко.

Конкретные особенности того или иного радар-тестера определяются в первую очередь его частотным диапазоном и, кроме того, рядом таких причин, как тактико-технические данные и особенности РЛС, для которых предназначен прибор, производственные возможности завода-изготовителя, опыт и традиции проектных учреждений, технические условия заказчика на прибор и т.д.

Т а б л и ц а 7.1.1

Техни- ческие характерис- тики приборов	Радар-тестеры 10-см диапазона		Радар-тестеры 3-см диапазона	
	ГК4-3 (РТ-10)	ГК4-2I (РШП-10)	ГК4-14 (ЗI-ИМ)	ГК4-19 (РШП-1)
Частотный диа- пазон примене- ния, МГц	2700÷3100	2500÷3530	8700÷9700	8500÷9680
Измеряемая средняя мощ- ность, мВт	1÷250	1÷200	0,1÷2000	1÷250
Ошибка измере- ния мощности, %	±1,5	±0,8	±1,5	±2,5
Ошибка измере- ния частоты, %	±0,05 для всех приборов			
Выходная мощн. генератора, Вт	-5 -I3 10 ÷10	-5 -I4 10 ÷10	-3 -I1 10 ÷10	-3 -I3 10 ÷10
Ошибка в уста- нов. мощности генератора, %	±1,5	±1,5	±2	±2,5
Стабильность частоты гене- ратора, %	±0,5	±0,04	±0,05	±0,01
Виды модуляции	имп.	имп. и ЧМ	имп.	имп. и ЧМ
Анализатор спектра	нет	есть	нет	есть

Поэтому, хотя с точки зрения обобщенной структурной схемы и своего назначения все радар-тестеры являются идентичными приборами, с точки зрения их возможностей, правил эксплуатации, схемных особенностей, точности измерения и т.п. они могут иметь определенные различия.

Из сопоставления данных, приведенных в табл.7.1.1, видно, что приборы ГК4-19 и ГК4-21 являются более совершенными, чем старшие приборы того же частотного диапазона. В них есть анализатор спектра, которого нет в старых приборах, генераторы стандартных сигналов этих приборов имеют большую стабильность частоты и более широкий диапазон генерируемых мощностей.

Имеются и другие преимущества указанных радар-тестеров, которые будут в той или иной мере показаны ниже при рассмотрении схем и особенностей радар-тестеров ГК4-21 и ГК4-19.

§ 7.2. Радиолокационный испытательный прибор ГК4-21

Здесь будут рассмотрены принцип работы и некоторые особенности схемы радар-тестера ГК4-21. В отдельных случаях в целях сравнения будут отмечаться особенности другого радар-тестера 10-см диапазона - ГК4-3.

Радар-тестер ГК4-21 состоит из двух частей, конструктивно выполненных в виде отдельных приборов, связанных между собой электрически. Эти две части радар-тестера называются унифицированной (РИП-И) и высокочастотной (РИП-10). Унифицированная часть может использоваться не только с высокочастотной частью 10-см диапазона, но и высокочастотной частью других диапазонов (семисантиметрового - РИП-7, пятнадцатисантиметрового - РИП-15 и др.).

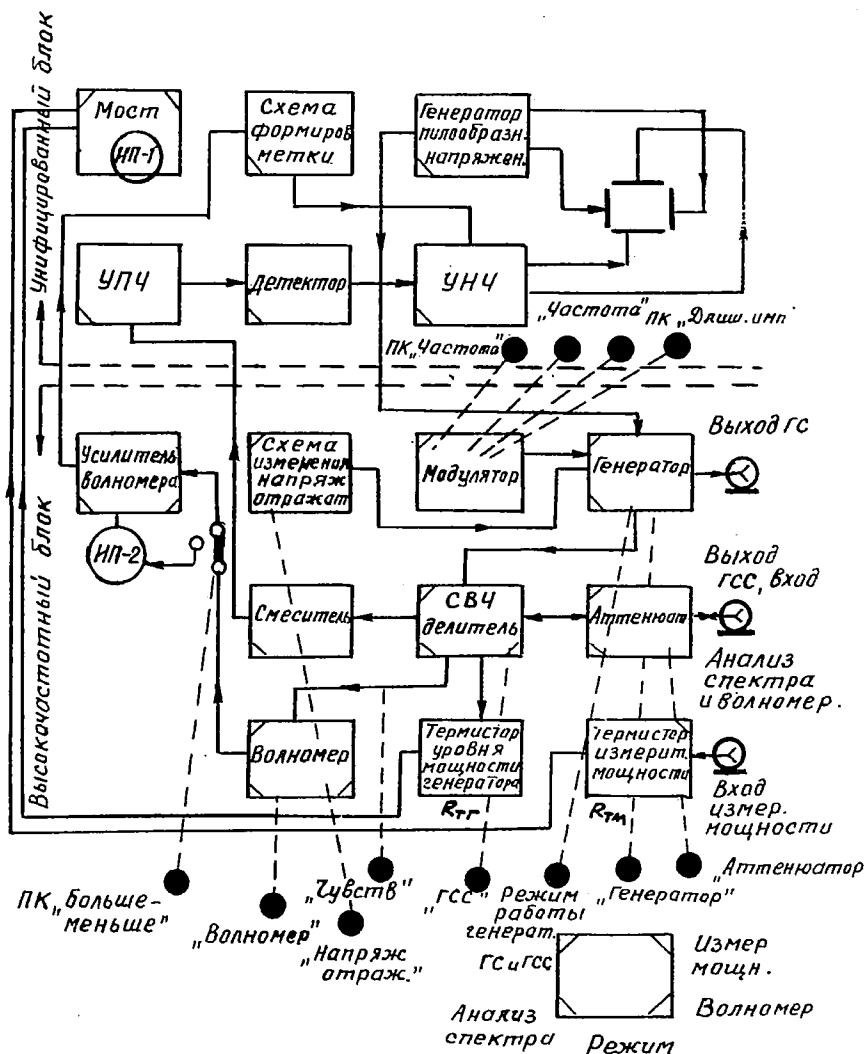


Рис. 7.2.1

Структурная схема прибора ГК4-2I показана на рис. 7.2.1, где отмечены основные органы управления прибором, кроме относящихся к электронно-лучевой трубке и к схеме моста. Схема моста рассматривается отдельно ниже.

В зависимости от того, какое измерение производится с помощью радар-тестера, связи между блоками схемы (рис. 7.2.1) и назначение этих блоков будут меняться. Переход от одного режима работы к другому и изменение роли блоков и их функциональных связей производится путем коммутации схемы прибора с помощью переключателя "Род работы", не показанного на рис. 7.2.1.

Измерение мощности прибором ГК4-2I основано на использовании термисторного моста, схема которого показана на рис. 7.2.2. Эта схема применяется и для измерения внешней мощности, и для контроля мощности собственного генератора. В первом случае в схему моста включается термистор R_{TM} , во втором - R_{TG} . Эта замена производится с помощью переключателя ПК "Род работы".

Схема моста данного радар-тестера является реализацией идеи моста, в общем виде рассмотренной в § 3.3 (рис. 3.3.4).

Температурная компенсация здесь производится изменением мощности специального генератора частоты 60 кГц. Величина подаваемой на термистор мощности этого генератора регулируется двумя потенциометрами-"грубо" и "точно".

Измерения с радар-тестером могут производиться в таких условиях, когда начальное сопротивление термистора будет очень далеко по величине от R_{T0} , при котором наступает баланс моста.

В таком случае будет трудно, манипулируя мощностью постоянного тока, питающего мост, и мощностью частоты 60 кГц, установить баланс моста, так как неизвестно, в какую сторону следует вести изменение обеих мощностей.

В ГК4-2I процесс балансировки облегчается тем, что мощность постоянного тока, питающего мост, не меняется.

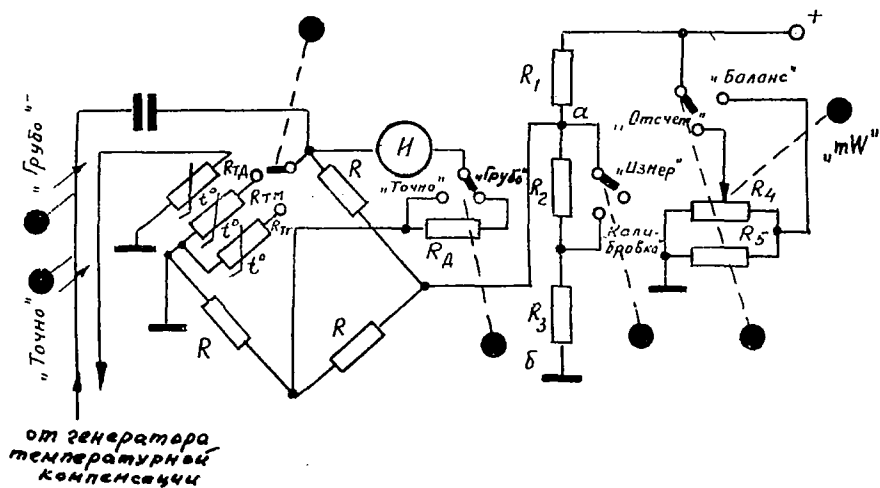


Рис. 7.2.2

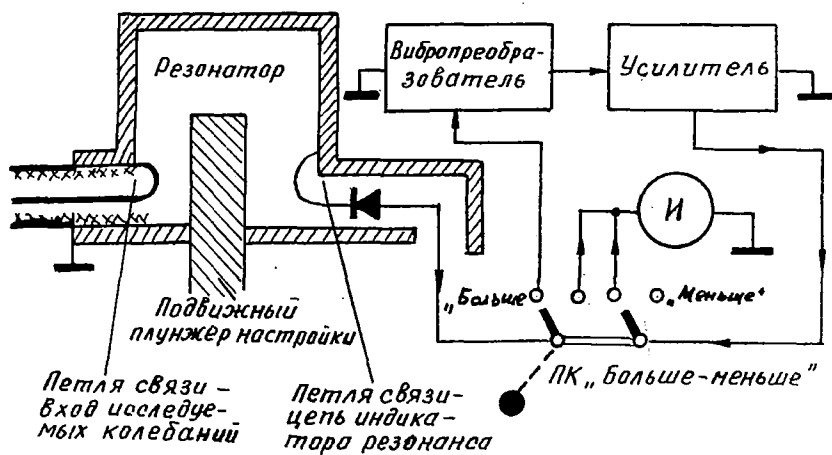


Рис. 7.2.3

диагональ моста соединена с точками "а" и "б" делителя постоянного и стабилизированного напряжения R_1, R_2, R_3

Но тогда предварительная величина мощности подогрева термистора (температурной компенсации 60 кГц) должна быть тоже не очень далекой от той, при которой наступает баланс в данных температурных условиях. Чтобы это условие выполнялось, в схему моста вводится специальная цепочка для автоматической регулировки мощности, генерируемой генератором температурной компенсации.

Цепочка включает в себя дополнительный термистор $R_{ТД}$, который находится в непосредственной близости от термистора, включенного в схему моста, т.е. в одинаковых с ним температурных условиях. Изменение величины сопротивления термистора $R_{ТД}$ влияет на схему генератора частоты 60 кГц (этот термистор включен в цепь обратной связи генератора) так, что при увеличении сопротивления этого термистора мощность колебаний частоты 60 кГц возрастает, а при уменьшении сопротивления термистора мощность отдаваемых генератором 60 кГц колебаний становится меньше. Это и означает автоматическое в зависимости от изменения температуры возрастание или убывание термокомпенсирующей мощности.

Ручками потенциометров "грубо" и "точно" остается лишь незначительно "подправить" величину мощности, действующей на сопротивление термистора.

Таким образом, балансировка моста в приборе ГК4-2I сводится к следующим действиям.

1. Ручками "грубо" и "точно" стрелка прибора И устанавливается на нуль шкалы. При этом переключатель "грубо - точно" должен быть в положении "грубо", что обуславливает большее сопротивление прибора, включенного в диагональ моста, и следовательно меньшую его чувствительность.

2. Увеличивая чувствительность прибора И переключением переключателя "грубо - точно" в положение "точно", надо изменить сопротивление термистора за счет измене-

ния напряжения температурной компенсации, доводя R_T до величины R_{T0} . Последнее означает наступление баланса моста, при котором показания прибора I будут равны нулю.

3. Производится калибровка моста, т.е. устанавливается соответствие определенных показаний прибора I конкретной мощности, поданной в схему моста. Мост ГК4-2I калибруется путем исключения ("закорачивания") одного из резисторов (R_2 на рис. 7.2.2) делителя напряжения. Это производится переключателем "калибровка - измерение", который надо поставить в положение "калибровка".

При этом возрастает на определенную величину напряжение, питающее мост, и, следовательно, мощность, поглощаемая термистором. Показания прибора I должны иметь при калибровке определенную величину. После калибровки мост возвращается в исходное состояние баланса.

Менее совершенный прибор ГК4-3 характеризуется большим количеством манипуляций по балансировке моста, так как в схеме моста этого прибора отсутствует цепочка автоматической регулировки напряжения генератора температурной компенсации и, кроме того, необходима регулировка напряжения постоянного тока, питающего мост.

Измерение мощности в схеме прибора ГК4-2I производится так, как это пояснялось на разобранный в § 3.3 схеме балансного моста.

Установкой переключателя "баланс - отсчет" в положение "отсчет" в схему делителя напряжения включается микропотенциометр R_4 , движок которого связан со шкалой, градуированной в единицах мощности (милливаттах).

С помощью этого микропотенциометра восстанавливается баланс моста, нарушенный при подаче на термистор измеряемой мощности. В соответствии с изложенным в § 3.3 снятая микропотенциометром мощность постоянного тока равна мощности измеряемой.

В приборе ГК4-3 мощность отсчитывается по показаниям измерительного прибора, которые связаны нелинейной и не очень точно известной зависимостью с величиной

измеряемой мощности. Вследствие этого точность такого измерения не будет высокой.

Резонансный волномер ГК4-2I. В § 5.2 (рис. 5.2.4) была разобрана схема волномера радар-тестера ГК4-3. Волномер ГК4-2I (рис. 7.2.3) во многом аналогичен этому волномеру, но имеет ряд существенных отличий.

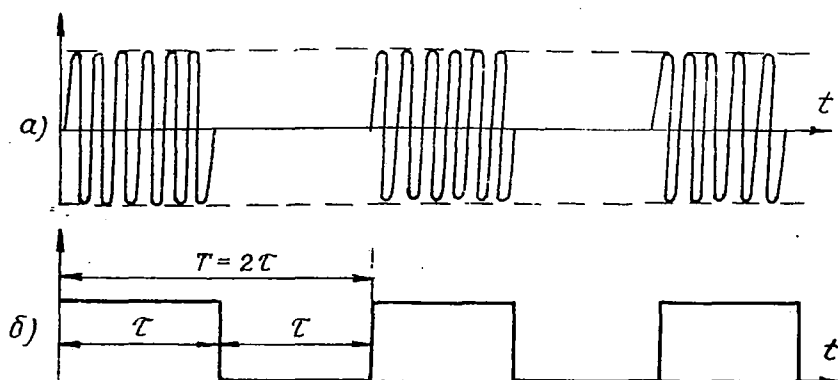


Рис. 7.2.4

Во-первых, индикатором резонанса в волномере ГК4-2I является не термисторный мост, как это имеет место в радар-тестере ГК4-3, а детекторная схема с магнито-электрическим прибором, максимальные показания которого и свидетельствуют о резонансе.

Во-вторых, резонансный волномер радар-тестера ГК4-2I предназначен не только для измерения частот непрерывных и импульсно-модулированных колебаний, но также и для получения калибровочной метки при работе в режиме анализатора спектра.

Колебательной системой волномера служит объемный резонатор, перестройка которого по частоте производится плунжером, вводимым в полость резонатора. Кинематическая схема перестройки связана с отсчетной шкалой, деления которой переводятся в единицы частоты (мегагерцы) по специальной таблице.

Для повышения чувствительности волномера в схеме ГК4-2I предусмотрено наличие вибропреобразователя и усилителя, показанных на рис. 7.2.3.

Если измеряется частота достаточно мощных колебаний, то переключатель "больше - меньше" ставится в положение "меньше", и протектированные колебания поступают непосредственно на индикаторный прибор. При настройке резонатора в резонанс на измеряемую частоту f_x отклонение стрелки прибора будет максимальным.

При измерении частоты импульсно-модулированных колебаний, а также при измерении маломощных колебаний (например, собственного генератора), средний выпрямленный ток будет малым. Для импульсно-модулированных колебаний это будет иметь место при больших скважностях исследуемых импульсов. В таких случаях надо увеличить чувствительность волномера. Это производится переключением переключателя "больше - меньше" в положение "больше". Тогда протектированные колебания подаются на прибор *И* через вибропреобразователь и усилитель.

Вибропреобразователь преобразует постоянное напряжение в последовательность импульсов, прерывая периодически цепь тока. Импульсы усиливаются и выпрямляются, после чего выпрямленный средний ток измеряется прибором *И*. Чувствительность волномера меняется изменением связи СВЧ-делителя с волномером (ручка "чувствит. волномера").

Генератор стандартного сигнала ГК4-2I может генерировать незатухающие и модулированные колебания. Модуляция кроме импульсной ("короткими импульсами") может производиться напряжением типа "меандр". Это импульсное напряжение, у которого пауза $T - \tau$ равна длительности импульса τ , а скважность $q = 2$ (рис. 7.2.4). Кроме того, возможна также и частотная модуляция (ЧМ) колебаний.

В генераторе радар-тестера ГК4-3 ЧМ не было, так как там в качестве генераторной лампы применен триод "маячкового" типа 6С5Д, а в генераторе ГК4-2I исполь-

зуется отражательный клистрон. Частоту колебаний клистрона легко модулировать, подавая на отражатель его модулирующее напряжение.

Применение отражательного клистрона в ГК4-2I определяется тем, что генератор этого прибора используется в режиме анализа спектра, где необходимо обеспечить изменение частоты генерируемых колебаний пропорционально изменению развортывающего напряжения.

Некалиброванная мощность получается на выходе "ГС" радар-тестера, а калиброванная мощность генератора стандартного сигнала снимается с выхода "ГСС" этого прибора (рис. 7.2.1).

Частота колебаний генератора в режимах незатухающих и импульсно-модулированных колебаний зависит от объема резонатора клистрона и напряжения на его отражателе. Обе эти величины меняются одновременно поворотом ручки "генератор".

Мощность выходных колебаний зависит от следующих факторов: от напряжения на отражателе клистрона (меняется ручкой "напряжение отражателя"), степени связи генератора с СВЧ-делителем (ручка "устан. уровня мощности") и затухания калиброванного аттенюатора. Мощность, подаваемая на вход этого аттенюатора, измеряется термисторным измерителем мощности, схема которого рассмотрена выше. Надо только учесть, что при контроле мощности собственного генератора радар-тестера в схему моста, как было сказано, включается другой термистор. На величину сопротивления этого термистора (R_{TT}) влияет мощность, подаваемая на вход калиброванного аттенюатора.

При работе с ГСС радар-тестера ГК4-2I следует после балансировки моста добиться ручкой "напряжение отражателя" максимума отдаваемой мощности в данной зоне колебания клистрона. Об этом будут свидетельствовать максимальные показания прибора *И*.

После этого, меняя ручкой "устан. уровня мощности" связь генератора с СВЧ-делителем, установить по прибору *И* показания, соответствующие данной частоте колеба-

ний, т.е. той частоте, которая была установлена для целей измерения с помощью радар-тестера.

Если эти указания выполнены, то можно определить мощность колебаний на выходе "ГСС" радар-тестера по следующей формуле:

$$P_{\text{вых}} = P_0 \cdot 10^{-\frac{\alpha}{10}} \quad (7.2.1)$$

Здесь α -затухание в децибелах, установленное по шкале аттенватора генератора, а $P_0 = 10^{-5}$ Вт.

Последняя формула следует из соотношения (7.2.2), связывающего величины α , P_0 и $P_{\text{вых}}$:

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_0}{P_{\text{вых}}} \text{ дБ} \quad (7.2.2)$$

Анализатор спектра ГК4-2I является той частью радар-тестера ГК4-2I, которой нет в приборе ГК4-3.

Роль генератора качающейся частоты здесь, как уже говорилось, играет отражательный клистрон, частота которого модулируется пилообразным напряжением развертки (задающего генератора). ЧМ-колебания через СВЧ-делитель подаются на смеситель, куда также через СВЧ-делитель поступают и колебания исследуемых радиоимпульсов. Далее работа схемы анализатора спектра происходит по принципу, изложенному в § 6.6.

В качестве калибратора K схемы (рис. 6.6.3) в анализаторе спектра ГК4-2I используется волномер в совокупности со схемой формирования метки.

Процесс создания частотной метки происходит следующим образом.

При изменении пилообразного напряжения развертки от максимума до минимума (рис. 7.2.5а) напряжение на выходе детекторной цепи волномера меняется так, как показано на рис. 7.2.5б.

В схеме формирования частотной метки это напряжение усиливается, ограничивается (рис. 7.2.5в) и дифференцируется, что показано на рис. 7.2.5г.

Импульс одной полярности ограничивается, а другой — усиливается и подается на У-пластины ЭЛТ. На экране будет виден неподвижный импульс малой длительности. С изменением частоты волномера этот импульс будет перемещаться по экрану в горизонтальном направлении.

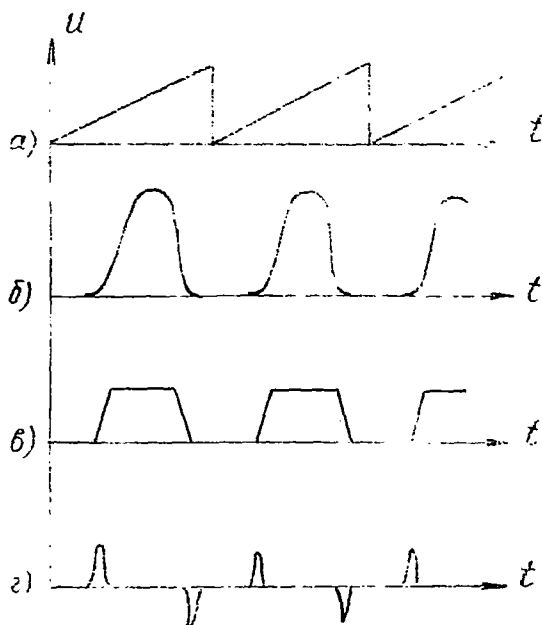


Рис. 7.2.5

Фиксируя две характерные точки спектральной функции, например, минимумы, ограничивающие основной максимум (лепесток) спектральной функции, можно по разности отсчетов по шкале волномера установить, на какое расстояние по оси частот переместилась метка. Это перемещение и дает возможность рассчитать полосу частот интересующей нас части спектра.

На рис. 7.2.6 показано два последовательных положения частотной метки, с помощью которых измеряется ширина ℓ основного лепестка спектральной функции. Отсчет по шкале волномера в первом случае f_1 (МГц), во вто-

ром - f_2 (МГц). Ширина $e = \Delta F$ части спектра будет $e = \Delta F = f_1 - f_2$ МГц.

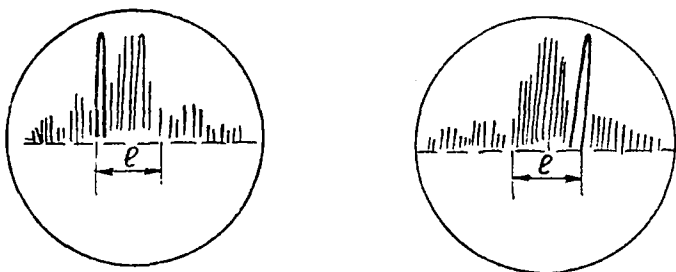


Рис. 7.2.6

§ 7.3. Радиолокационный испытательный прибор ГК4-19

Структурная схема этого прибора показана на рис. 7.3.1. На схеме ВП-1 и ВП-2 - волноводные переключатели, соединяющие с помощью волноводных фидеров необходимые для данного режима блоки.

Измеритель мощности ГК4-19 разобран в § 3.3. (мост с автоматической балансировкой и автоматической компенсацией температурного влияния, рис.3.3.5). Остановимся только на калибровке измерителя мощности.

Калибровка моста ГК4-19 имеет целью установить соответствие между определенной мощностью, подаваемой на термистор, и показаниями прибора. Калибровка производится подачей на термистор мощности постоянного тока, равной 1 мВт. Для этого переключатель "калибровка - работа" устанавливается в положение "калибровка", и стрелка прибора выводится на деление "1,0" с помощью ручки "чувствительность". Эта ручка меняет величину сопротивления, включенного последовательно с измерительным прибором.

Резонансный волномер ГК4-19 измеряет как частоту внешнего источника колебаний, так и частоту собственно генератора радар-тестера ГК4-19.

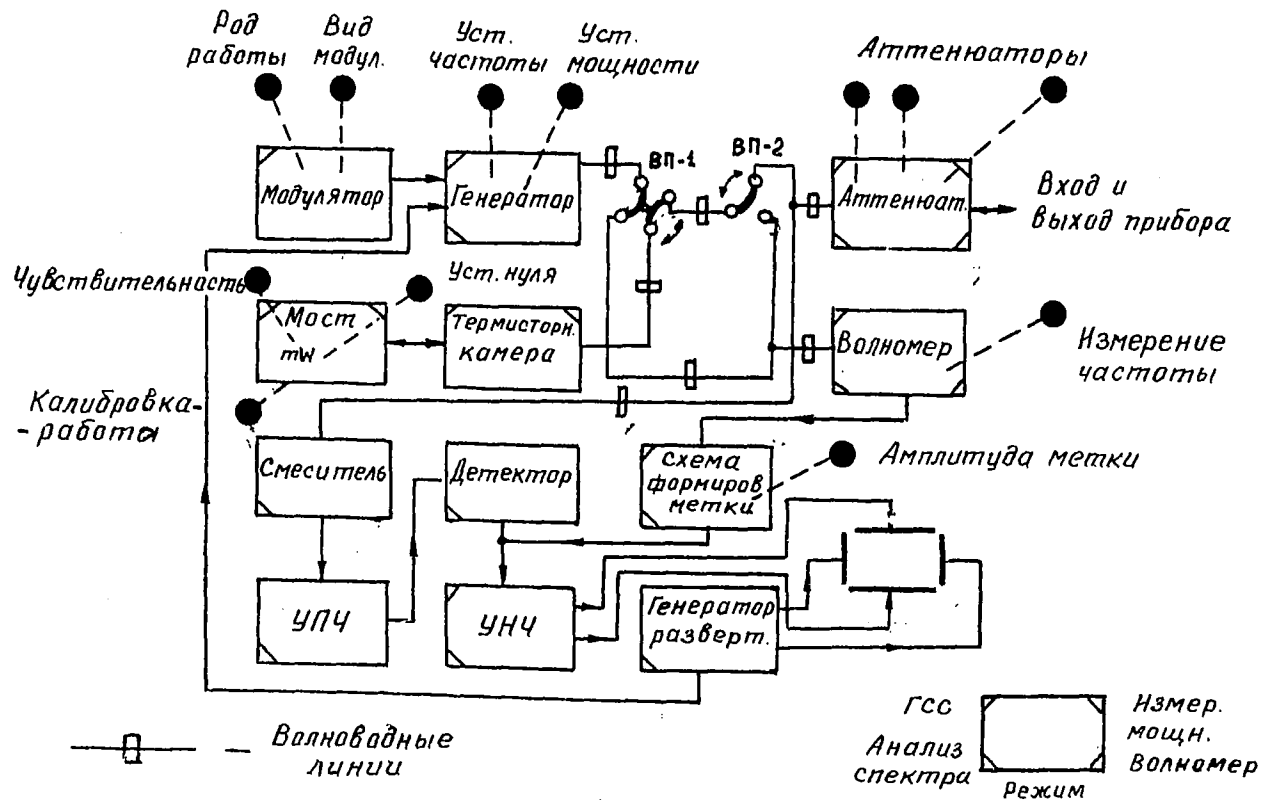


Рис. 7.3.1

В первом случае перестраиваемый резонатор шунтирует волновод, по которому исследуемые колебания передаются к термистору измерителя мощности. Резонанс при этом фиксируется по минимуму показаний индикаторного прибора в диагонали моста.

Если производится измерение частоты генерируемых собственным генератором колебаний, то колебания настроенного в резонанс резонатора волномера детектируются специальной схемой. Напряжение с выхода детектора поступает на схему формирования частотной метки, которая работает аналогично такой же схеме ГК4-2I (см. § 7.2). Метка подается на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Амплитуда ее имеет наибольшую величину при настройке резонатора в резонанс на частоту генератора.

Генератор стандартного сигнала ГК4-19, как и в приборе ГК4-2I, построен на отражательном клистроне. Частота его зависит от изменения размеров его резонатора и от напряжения на его отражателе.

Отдаваемая клистроном мощность регулируется аттенуатором (ручка установки мощности). Обычно устанавливается начальная мощность в 1 мВт .

Дальнейшее ослабление мощности производится тремя аттенуаторами после измерения начальной мощности термисторным измерителем. Аттенуаторы соединены последовательно и представляют собой: первый и третий - согласующие с фиксированным затуханием, а второй - предельного типа с переменным затуханием (рис. 7.3.2). Величина затухания предельного аттенуатора может быть отсчитана по специальной шкале.

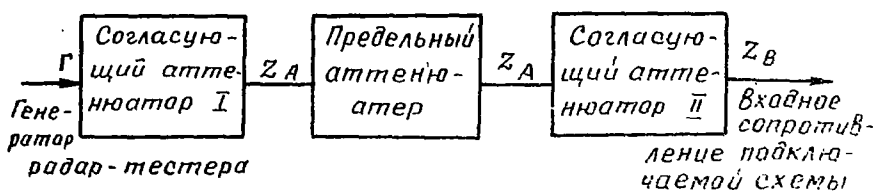


Рис. 7.3.2

Сопrotивление первого согласующего аттенкуатора плавно меняется от величины Z_r - сопrotивления выхода генератора до величины Z_A - сопrotивления предельного аттенкуатора. Сопrotивление второго аттенкуатора - от величины Z_A до величины Z_B - сопrotивления волновода, по которому колебания подаются на выход прибора. И тот и другой согласующие аттенкуаторы также имеют шкалы, градуированные в децибелах.

Мощность на выходе прибора определяется по формуле (7.2.1), в которой α - суммарное затухание всех аттенкуаторов, а $P_0 = 10^{-3} \text{ Вт} = 1 \text{ мВт}$. Эта мощность, как уже говорилось, контролируется термисторным измерителем мощности.

Модуляция колебаний генератора может быть как импульсной, так и частотной. Особенностью импульсной модуляции в данном случае является одновременная подача на отражатель клистрона двух напряжений.

Эти два напряжения следующие: напряжение модулирующих импульсов и постоянное напряжение U_M , при котором генерация срывается (рис. 7.3.3). Генерирование будет происходить только в отрезки времени τ , равные длительности импульсов. Амплитуда модулирующих импульсов должна быть $U_{max} = U_H - U_M$, где U_H - напряжение, при котором клистрон отдает максимум мощности.

Анализатор спектра ГК4-19 принципиально выполнен так же, как и соответствующая часть прибора ГК4-21.

Особенностью данного анализатора является двойное преобразование частоты. Этот процесс состоит в том, что после получения первой промежуточной частоты при смещении частот исследуемого спектра и частоты первого гетеродина эта промежуточная сравнительно высокая частота подается на второй смеситель.

В этом смесителе происходит смещение данной частоты и частоты второго гетеродина. В качестве первого гетеродина используется отражательный клистрон, модулируемый по частоте напряжением пилообразной формы, а в качестве второго гетеродина - специальный генератор.

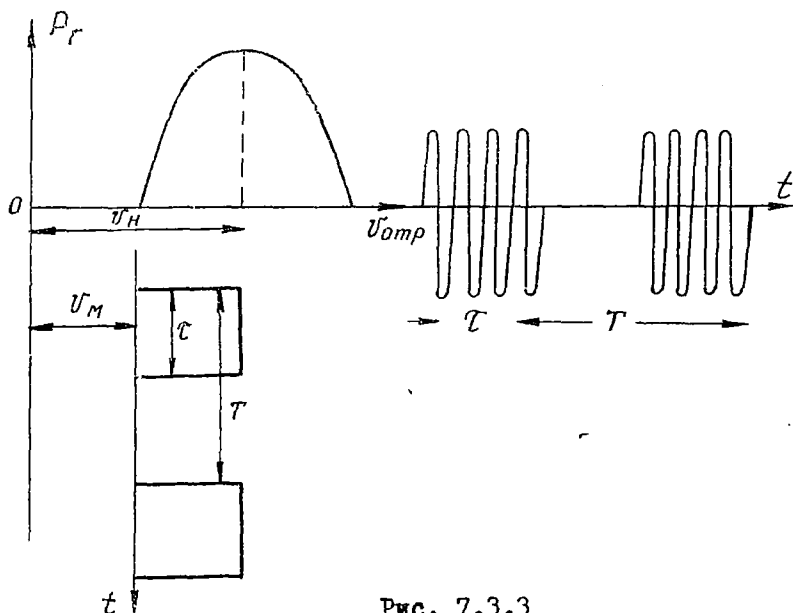


Рис. 7.3.3

Двойное преобразование частоты вызывается тем, что очень высокую (до 9000 МГц) частоту сразу понизить до необходимой промежуточной ($4,5 \text{ МГц}$) затруднительно.

§ 7.4. Гидроакустические испытательные приборы

Контроль параметров гидроакустических станций (ГАС) включает в себя следующие наиболее важные измерения:

- измерение частоты генератора ГАС;
- анализ формы и длительности излучаемых ГАС импульсов;
- снятие характеристики направленности излучающей ГАС, т.е. зависимости относительной величины излучаемой мощности ГАС от угла поворота вибратора ГАС;
- снятие характеристики направленности ГАС, работающей в режиме приема;

- снятие частотной характеристики приемного тракта;
- определение собственной частоты вибратора ГАС ;
- измерение чувствительности ГАС ;
- измерение скорости распространения звука в воде и другие измерения.

Гидроакустические измерения имеют свои специфические особенности. Первая из них состоит в том, что гидроакустика имеет дело с излучением, распространением и приемом неэлектрических колебаний, а именно — с волнами звукового давления в воде. Следовательно, большое значение в данном случае имеет проблема измерения неэлектрических величин электрическими методами.

Вторая особенность гидроакустических измерений связана с частотным диапазоном колебаний, в котором эти измерения производятся. Это частоты звуковых и ультразвуковых колебаний.

Исходя из перечня проводимых гидроакустических измерений, можно сказать, что измерительными приборами, которые способны выполнить задачи по измерению необходимых параметров, могут быть осциллограф, измерительные генераторы звуковой и ультразвуковой частот, генераторы шума этого же диапазона, вольтметры среднеквадратичного значения (эффективные вольтметры), волномеры соответствующего диапазона и т.д.

Кроме того, нужны, очевидно, преобразователи неэлектрических величин (звукового давления, например, или величины, определенным образом связанной со скоростью распространения звука в воде) в электрические или радиотехнические.

Последние, если их измерять перечисленными выше приборами, могут дать возможность определить соответствующие неэлектрические величины.

Использование для целей специальных гидроакустических измерений перечисленных выше приборов общего применения (осциллографы, вольтметры и т.д.) в принципе возможно, но вряд ли является целесообразным. Это объясняется тем, что данные приборы рассчитываются на изме-

рения величин возможно более широкого диапазона частот, напряжений, мощностей и т.д.

Конкретные гидроакустические станции, применяемые в практике, имеют сравнительно узкие диапазоны величин, подлежащих измерению, и оказывается целесообразным конструирование специальных измерительных приборов, рассчитанных на измерение величин только в данных узких диапазонах. Это дает выигрыш в простоте схемных решений, компактности, габаритах и весе измерительных приборов, удобстве их эксплуатации и, в конечном счете, в точности измерений с помощью таких приборов.

Специальные гидроакустические измерительные приборы могут быть в виде комплектов измерительных приборов, придаваемых той или иной ГАС, либо в виде комбинированных приборов, в которых объединяются в единое целое несколько измерительных приборов аналогично рассмотренным выше радар-тестерам.

В комплект любого из гидроакустических приборов обязательно входят преобразователи. Первый из них — преобразователь неэлектрической величины (давления) в электрическое напряжение, второй — преобразователь, совершающий обратное преобразование электрического сигнала определенной частоты в меняющееся по этому же закону механическое давление. Эти функции могут быть объединены в одном преобразователе. По принципу действия данные преобразователи могут быть магнитострикционными и пьезоэлектрическими. Часто эти преобразователи называются гидрофонами.

Рассмотрим принципы некоторых измерений комплектом измерительных гидроакустических приборов.

Измеритель звукового давления (ИЗД) состоит из гидрофона ИЗД и самого прибора ИЗД. Гидрофон преобразует периодически меняющееся на его рабочей поверхности давление гидроакустических волн в электрическое напряжение, которое передается в схему вольтметра для измерения. Шкалу вольтметра градуируют непосредственно в единицах давления. По принципу действия данный вольтметр являет-

я среднеквадратичным, т.е. показания его пропорциональны эффективному (действующему или среднеквадратичному) значению напряжения, а следовательно, и давления.

Шумовой генератор-усилитель (ШГУ) – комбинированный прибор, который, как это видно из его названия, может работать в двух режимах. Первый из них – режим генерирования шума того частотного диапазона, в котором работает испытуемая ГАС. Второй режим – усиление колебаний, создаваемых другими генераторами.

Генератор-волномер (ГВ) – тоже комбинированный прибор, который в зависимости от конкретного измерения может быть либо генератором стандартного сигнала звуковой или ультразвуковой частоты, либо гетеродинным волномером.

Осциллографический индикатор (ОИ) представляет собой осциллограф, технические характеристики которого определяют область его применения измерениями параметров ГАС. Он имеет узкую сравнительно с осциллографами широкого применения полосу пропускания, ибо должен применяться для исследования длинных импульсов (T имеет порядок миллисекунд) с большими (секунды) паузами между ними.

Измеритель уровней (ИУ) – вольтметр среднеквадратичного значения напряжения. Он измеряет действующее напряжение любой формы, в том числе и шумовое напряжение.

Принципы измерения величин, контролируемых таким образом, были изложены ранее в соответствующих главах данного учебного пособия. Остановимся на некоторых особенностях схем измерения с помощью указанных измерительных приборов.

Схема исследования характеристики направленности ГАС показана на рис. 7.4.1. В тональном режиме работы ГАС прибор ГВ работает в качестве генератора стандартного сигнала, ШГУ – в режиме усиления, ОИ в данном случае не нужен. Усиленные ШГУ колебания ГВ преобразуются в излучателе ШГУ в колебания звукового давления волн,

распространяющихся в воде к вибратору испытуемой ГАС. Здесь они преобразуются в электрический сигнал, усиленный услителем ГАС. На выходе последнего измеряется напряжение с помощью прибора ИУ.

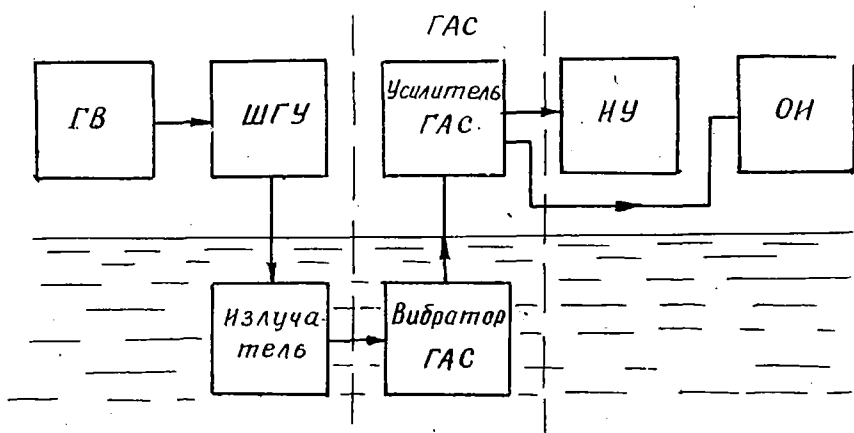


Рис. 7.4.1

Поворачивая вибратор ГАС на тот или иной угол, не меняя расположения и ориентировки излучателя ШГУ, будем получать на ИУ показания $U_{ИУ}$, как функцию угла поворота вибратора. Это и дает возможность построить характеристику направленности ГАС, работающей в режиме приема.

В импульсном режиме работы ГАС схема от показанной на рис. 7.4.1 отличается тем, что в ней нет ИУ, роль которого, как индикатора величины относительной мощности, теперь играет ОИ. Амплитуда наблюдаемых на экране ЭЛТ ОИ импульсов зависит от угла поворота вибратора ГАС. ГВ генерирует импульсное напряжение.

В шумовом режиме отличие схемы будет в том, что ГВ теперь не нужен, а роль генератора играет ШГУ в режиме генерирования шума. Индикатором относительной мощности теперь опять будет ИУ.

Для измерения чувствительности надо видоизменить предыдущую схему, включив в нее, как это показано на

рис. 7.4.2, ИЗД с гидрофоном. Здесь надо произвести измерение расстояний z и z_r , а также давления P прибором ИЗД и напряжения U_{Hy} прибором ИУ на выходе усилителя ГАС при некотором коэффициенте усиления этого усилителя. Чувствительность вибратора или приемного тракта ГАС определяется измеренными величинами.

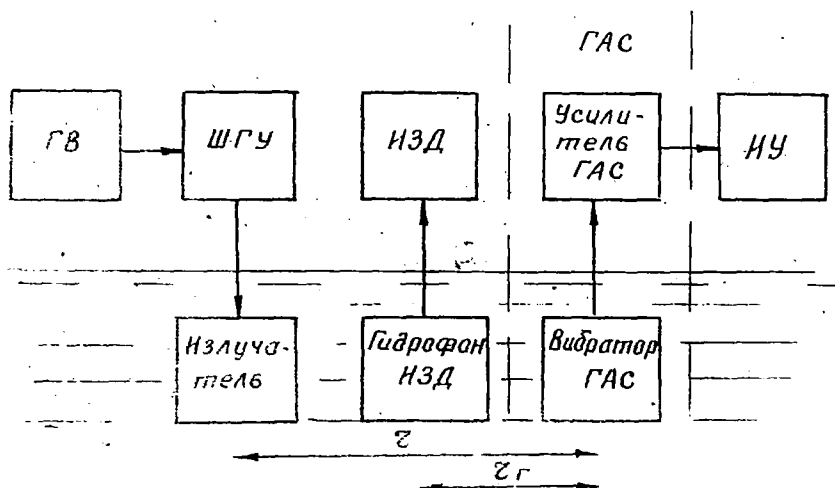


Рис. 7.4.2

Комбинированный прибор для гидроакустических измерений может иметь приведенную на рис. 7.4.3 структурную схему.

В режиме исследования излучающей ГАС звуковые колебания, воздействующие на гидрофон, вызывают в нем появление э.д.с., которая подается на схему осциллографического индикатора. На экране ЭЛТ можно наблюдать форму импульса исследуемой ГАС.

Длина линии развертки калибрована и соответствует N миллисекундам, — N определяется параметрами генератора развертки. По наблюдаемой осциллограмме (рис. 7.4.4) можно определить длительность импульса τ , так как цена каждого из пяти делений, нанесенных на шкале экрана,

есть $\frac{N}{5}$. Значит $\tau = \frac{N}{5} \cdot n$ миллисекунд, где n — количество делений по горизонтали, которое занимает импульс.

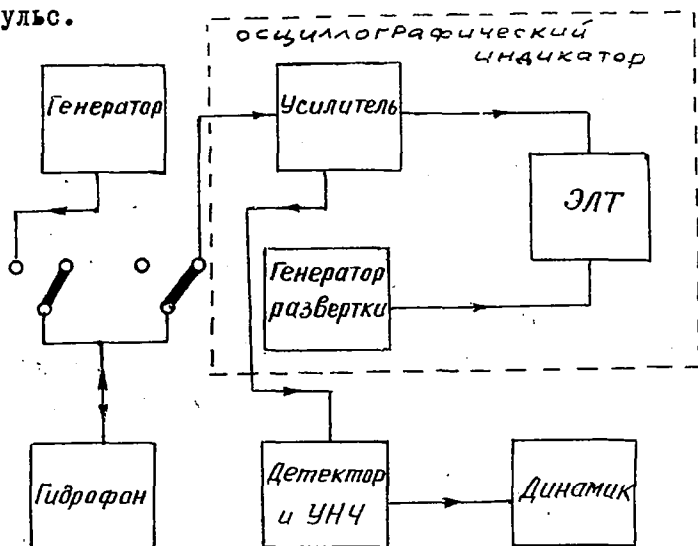


Рис. 7.4.3

Генератор прибора генерирует колебания определенной частоты f_r , которую можно отсчитать по специальной шкале генератора. Если надо измерить частоту колебаний излучающей ГАС, то эти колебания подаются на усилитель с выхода гидрофона и далее на ЭЛТ. Одновременно колебания генератора частоты $f_{ГАС}$ тоже поступают в схему усилителя. Между этими колебаниями происходят биения (см. § 5.4), осциллограмму которых для случая достаточно близких по величине частот можно представить рис. 7.4.5.

Частоту биений можно прослушать также в динамике. Смешиваемые колебания проходят схему нелинейного детектора-смесителя и УНЧ, после чего подаются на динамик, где будет слышен тон биений.

Колебания генератора при необходимости могут быть поданы на гидрофон прибора для излучения мощности зву-

ковых колебаний. При этом можно исследовать ГАС, работающую в режиме приема, по схеме (рис. 7.4.6).

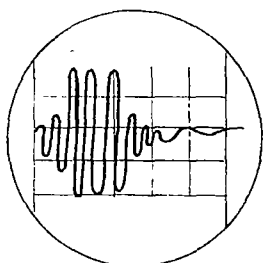


Рис. 7.4.4

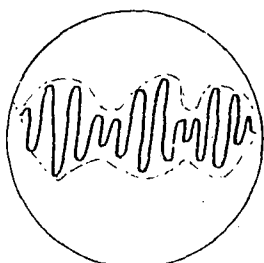


Рис. 7.4.5

Значение подаваемой в гидрофон мощности можно в известных пределах менять, определяя по шкале генератора ее величину.

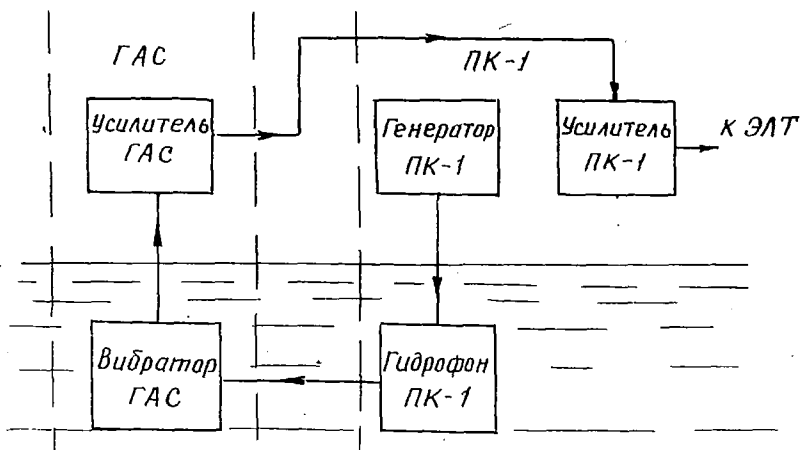


Рис. 7.4.6

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

§ I. Измерение характеристик случайных процессов

Все величины, методы измерения которых были рассмотрены в данном учебном пособии, предполагались неслучайными. Сейчас остановимся на измерениях основных характеристик случайных процессов. При этом будем полагать, что мы имеем дело со стационарными эргодическими процессами.

Стационарность случайного процесса $\xi(t)$ означает, что закон распределения и вероятностные характеристики его (математическое ожидание, дисперсия и другие моменты) не меняются во времени, оставаясь постоянными величинами.

Практически, наблюдая за тем или иным случайным процессом, мы имеем возможность получить его временную реализацию $X(t)$, т.е. зависимость конкретных значений наблюдаемой величины от времени. График реализации случайного процесса $\xi(t)$ показан на рис. I.

Для эргодических процессов вероятностные характеристики, получаемые усреднением множества реализаций, и те же вероятностные характеристики, но полученные усреднением одной реализации за достаточно большой промежуток времени T , совпадают. Так, если математическое ожидание случайного процесса есть $M[\xi(t)]$, то в силу эргодичности случайного процесса можно записать

$$\frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt = M[\xi(t)] = \overline{X(t)}. \quad (1)$$

Перейдем к рассмотрению особенностей измерения характеристик случайных процессов.

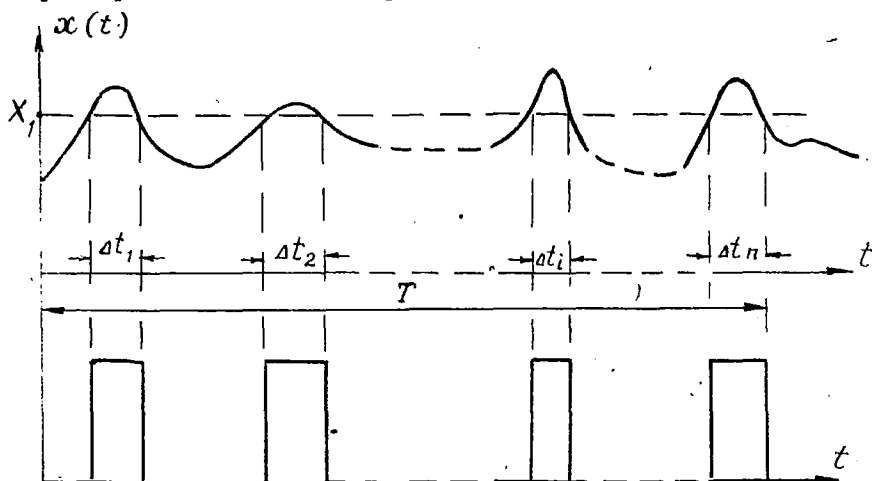


Рис. I

Измерение значений функции распределения вероятностей. Как известно, функцию распределения вероятностей или интегральный закон распределения можно представить следующей формулой

$$F(x_1, t_1) = 1 - P[\xi(t_1) \geq X_1], \quad (\text{II})$$

где справа символом $P[\xi(t_1) \geq X_1]$ обозначена вероятность того, что значение случайного процесса в момент времени t_1 будет не меньше некоторого заданного значения X_1 .

Из (II) можно получить и дифференциальный закон распределения или плотность распределения вероятностей:

$$w(x_1, t_1) = \frac{\partial F(x_1, t_1)}{\partial X_1}. \quad (\text{III})$$

Дальнейшие рассуждения основаны на следующем положении. Вероятность того, что значение случайного про-

процесса $\xi(t)$ не меньше некоторого заданного значения X_1 , равна отношению времени пребывания $x(t)$ -реализации этого процесса выше указанного уровня при достаточно большом времени наблюдения T :

$$P[\xi(t) \geq X_1] \cong \left(\frac{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}{T} \right)_{x(t) \geq X_1} \quad (IV)$$

Значение символов Δt_i и T поясняется на рис. I. Пользуясь соотношением (IV), можно построить схему (рис. II) для измерения функции распределения (II), или при небольших изменениях, которые легко представить, поняв нижеизложенное, и схему для измерения (III) плотности распределения вероятностей.

Входное устройство схемы (рис. II) предназначено для согласования сопротивлений схемы (рис. II) и исследуемого устройства. Кроме того, это устройство может менять до необходимой величины уровень исследуемого сигнала.

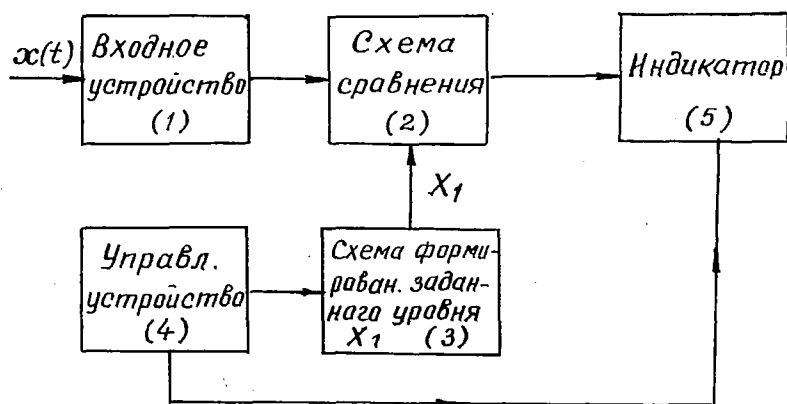


Рис. II

Управляющее устройство устанавливает на время, не меньшее чем T , названное выше достаточно большим временем, такой режим блока /3/ (рис. II), когда на схе-

му сравнения /2/ подается напряжение заданного уровня X_1 .

Управляющее устройство, кроме того, может при необходимости регулировать работу индикатора схемы (рис. П) блока /5/.

Схема сравнения /2/ (рис. П) при условии $X(t) \geq X_1$ вырабатывает импульс, длительность которого равна времени пребывания реализации $X(t)$ выше уровня X_1 . За время T таких импульсов будет n . Схема сравнения вырабатывает в общем импульсы разной длительности, которые соответствуют различным Δt_i - частным интервалам пребывания реализации $X(t)$ выше заданного уровня. Но амплитуда этих импульсов во всех случаях одинакова. В качестве такой схемы можно использовать схему следящего одновибратора.

Индикатором /5/ в схеме (рис. П) может быть, в частности, магнитоэлектрический прибор, шунтированный конденсатором. Он будет измерять среднее значение напряжения последовательности импульсов, т.е. величину, пропорциональную согласно /IV/ второму слагаемому правой части (П), или вероятности того, что случайный процесс имеет уровень выше заданного X_1 .

Изменив через достаточно большое время T значение X_1 - заданного уровня, получим новые показания магнитоэлектрического прибора, пропорциональные вероятности того, что случайный процесс превышает уровень, который задан наперед.

Таким образом можно построить кривую /П/ по точкам. Для построения этой кривой нужно сделать достаточно большое число измерений по точкам и затратить немалое время. Это является недостатком такого рода индикаторов. Отметим, что при таком методе индикации нет надобности в управлении работой индикатора /5/ управляющим устройством схемы (рис. П).

В качестве индикатора можно применить самописец или осциллограф с длительным послесвечением экрана. На эти приборы напряжение с выхода схемы /2/ должно пода-

ваться через усредняющие фильтры. В этих случаях можно получить плавную кривую, соответствующую функции распределения /П/. При этом необходимо управление индикатором /5/ в схеме (рис. П).

В первом случае управление состоит в том, что управляющее устройство перемещает ленту самописца, во втором - оно обеспечивает синхронную с изменением уровня анализа X_1 развертку.

Возможным индикатором данного прибора может служить электронный счетчик. В этом случае в схеме (рис. П) индикатор усложняется. В нем должен быть генератор импульсов, частота следования которых F_H есть фиксированная и известная величина. Структурная схема индикатора показана на рис. Ш. Она в известной степени аналогична схеме (рис. 5.7.1), суть которой излагалась в главе "Измерение частоты".

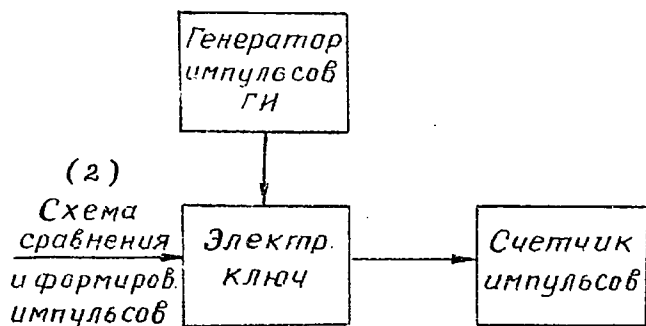


Рис. Ш

Блок ГИ в схеме индикатора с цифровым отсчетом (рис. Ш) эквивалентен каналу, выходом которого служит выход 4 дифференцирующей цепи на рис. 5.7.1. Аналогом датчика интервалов времени (рис. 5.7.1) будет выход блока /2/ сравнения и формирования импульсов (рис. П). Эта схема открывает электронный ключ на время, равное $\sum \Delta t_i$ - суммарному времени превышения реализации $X(t)$ над данным уровнем. Данное время можно превратить в определен-

ное число ν импульсов, которые будут регистрироваться датчиком. Связь между данным отрезком времени и числом импульсов последовательности с определенной частотой следования F_H показана в § 5.7. Таким образом,

$$\sum_{i=1}^n \Delta t_i = \frac{\nu}{F_H} \quad (\bar{V})$$

Подставляя /У/ в /IУ/, получим следующее выражение для искомой вероятности:

$$P[\xi(t) \geq X_1] = \frac{\nu}{T F_H} \quad (\bar{VI})$$

При заданных величинах T и F_H показания счетчика будут пропорциональны интересующей нас вероятности.

Измерение среднего значения $X(t)$, дисперсии $\mathcal{D}[X(t)]$ и автокорреляционной функции $R_X(\tau)$ случайного процесса $\xi(t)$ производится на основе одной реализации $X(t)$ этого процесса по следующим приближенным формулам:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt; \quad (\bar{VII})$$

$$\mathcal{D}[x(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - \bar{x}(t)]^2 dt \quad (\bar{VIII})$$

$$R_X(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - \bar{x}(t)][x(t-\tau) - \bar{x}(t)] dt \quad (\bar{IX})$$

Приближение тем лучше, чем больше время усреднения T .

Среднее значение $X(t)$ определяется подачей реализации $X(t)$ на устройство, которое производит указанную в /УП/ операцию. Такими устройствами могут быть магнито-электрический прибор, усредняющий фильтр и т.д.

Дисперсия может определяться теми же схемами, что

и автокорреляционная функция, ибо $\mathcal{D}[x(t)] = R_x(0)$ (см. ниже).

Измерение дисперсии может быть основано на применении выражения вида /X/, второе слагаемое которого находится методами, определяющими среднее значение реализации процесса, а первое — квадраторами, т.е. схемами, содержащими элемент с квадратичной характеристикой (рис. IV):

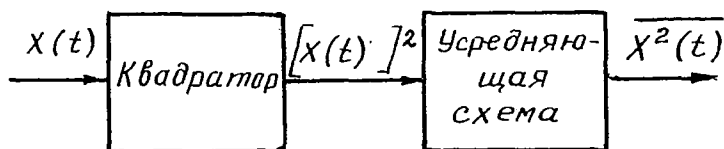
$$\mathcal{D}[x(t)] = \overline{x^2(t)} - [\overline{x(t)}]^2 \quad (\bar{x})$$


Рис. IV

Примером схемы квадратора является схема вольтметра среднеквадратичного значения \bar{U} . Квадратором его служит нелинейный преобразователь переменного напряжения $u(t) = x(t)$ в ток, пропорциональный квадрату $x(t)$, т.е. $I = k[x(t)]^2$. Усредняющей схемой в данном случае является магнитоэлектрический индикаторный прибор. Если его градуировать не в величинах $x(t) = U$ — действующего значения напряжения (см. формулу 2.5.I), а в единицах $x^2(t) = U^2$, то и получится необходимая для определения $\overline{x^2(t)}$ схема.

Структурная схема коррелометра показана на рис. V. Она позволяет определить первое слагаемое корреляционной функции в формуле /XI/, так как /IX/ можно представить в виде:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t-\tau) dt - [\overline{x(t)}]^2 \quad (XI)$$

Роль входного устройства в данной схеме такая же, как и в схеме (рис. П). Устройство регулируемой задержки представляет собой либо электрическую линию задержки, либо магнитное запоминающее устройство. Время задержки τ при постоянной скорости вращения магнитного барабана определяется расстоянием между головками записи и воспроизведения. Меняя это расстояние, можно менять в необходимых пределах и время τ .

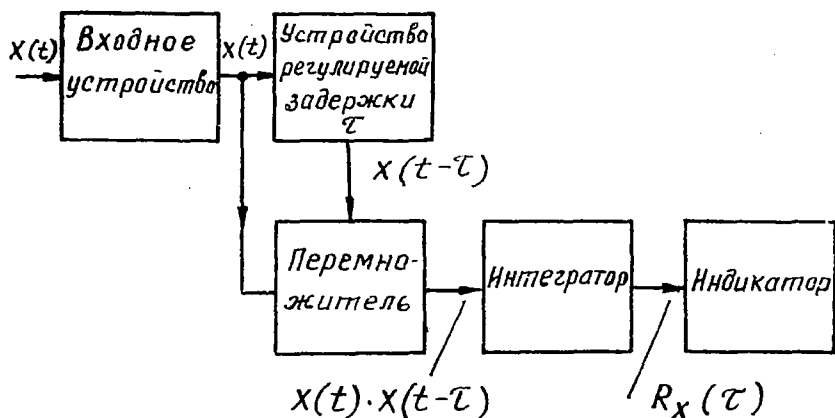


Рис. У

Схема умножения выполняется аналогично рис. 3.1.2. В ней реализуется преобразование величин U_1 и U_2 по формуле (3.1.5) в их произведение. В обозначениях данного параграфа U_1 и U_2 соответствуют $x(t)$ и $x(t-\tau)$.

После того как будет произведена операция интегрирования, происходит индикация величины корреляционной функции для данного τ приборами, аналогичными рассмотренным выше, при анализе вопросов измерения функции распределения вероятностей.

Основы методов измерений характеристик случайных процессов, изложенных здесь, дадут лишь общие представления о подходе к решению этих вопросов. В настоящее

время этой проблеме посвящено большое количество различных исследований, касающихся как теории, так и экспериментальных методов изучения случайных процессов.

Для более глубокого изучения вопросов измерения случайных процессов следует обращаться к литературе, например, [2], [6], [7].

§ II. Перспективы развития радиоизмерений

Современная радиоэлектронная техника отличается большой сложностью и, следовательно, большим числом параметров, подлежащих контролю. В первом приближении число контролируемых параметров пропорционально объему того комплекса радиоэлектронного вооружения (РЭВ), который решает ту или иную задачу и обеспечение которой надо контролировать путем проверки его работоспособности.

Для обслуживания РЭВ с большим числом контролируемых параметров потребуется и большое число измерительных приборов. Иногда в силу того, что измерения должны быть высокоточными и этих измерений надо производить много, объем и вес средств измерений и контроля может быть больше объема и веса самого контролируемого объекта.

Очевидно, поскольку сами измерительные приборы являются сложными схемами, они нуждаются если не в постоянном, то в периодическом контроле своих характеристик.

Вопросами такого контроля занимаются специальные поверочные органы Государственного Комитета стандартов Совета Министров Союза ССР. В Вооруженных Силах, в том числе в Военно-Морском Флоте, создаются специальные поверочные органы. Задачей их является учет всех имеющихся измерительных средств и поверка эксплуатируемой измерительной техники. Система инспекции Министерства обороны осуществляет надзор за правильностью и своевременным выполнением всех положений, касающихся поверки и содержания измерительных приборов.

Приказами Министра обороны Союза ССР и Главкомандующего Военно-Морским Флотом Союза ССР определяется структура поверочных органов и органов инспекции, их взаимоотношения и решаемые задачи, устанавливается подробный перечень измерительных приборов с указанием сроков их обязательной поверки.

Приборы, не прошедшие обязательной поверки в установленные сроки, считаются незаконными и должны быть немедленно сняты с эксплуатации. Нельзя также пользоваться приборами, показания которых по каким-либо причинам стали вызывать сомнение, независимо от срока их обязательной поверки. Так, например, обязательно надо поверять приборы, если они по каким-то причинам были подвергнуты сильным внешним воздействиям или находились в условиях, не предусмотренных правилами их эксплуатации.

Тесное переплетение испытуемой схемы и измерительных приборов зачастую приводит к необходимости соединения в единое целое измерительных средств и контролируемых схем РЭВ. Отсюда наличие в ряде схем РЭВ так называемых встроенных приборов. Один из них (см. § 3.2 - вопрос об измерении мощности термодатчиком, встроенным в стенку волновода) был рассмотрен ранее. Встроенные приборы применяются сейчас и для других измерений.

Необходимость периодической поверки и оценки технического состояния отдельных элементов схем РЭВ и всей схемы данного РЭВ, которая может быть очень сложной, заставляет переходить от применения отдельных измерительных приборов к созданию сложных систем контроля.

Система контроля - совокупность измерительных устройств и управляющих схем и механизмов, имеющая своей целью:

- преобразование измеряемых величин;
- сравнение их с образцовыми;
- логическую обработку результатов измерений;
- ввод в виде кода результата измерения в электронно-счетные устройства и другие задачи.

Если система контроля обеспечивает проведение измерений без участия оператора, если она сама воспроизводит измеряемую величину в виде числа, графика, сигнала, воздействующего на индикатор или исполнительный механизм, — то такая система называется автоматической системой контроля (АСК).

АСК, предназначенные для сбора информации и дальнейшей ее обработки применительно к сложным комплексам РЭВ, обеспечивают:

- проверку функционирования частей и блоков РЭВ и всего комплекса РЭВ в целом;
- количественную оценку выходных параметров комплекса РЭВ;
- поиск неисправности в комплексе РЭВ;
- обработку результатов измерений с помощью специальных логических устройств.

Применение в практике эксплуатации РЭВ систем контроля, в том числе автоматических, не исключает использования обычных приборов, так называемых приборов общего применения. Измерительные приборы различной точности, а также системы контроля носят общее название измерительных средств. Классификация их в виде примерной схемы дана на рис. У1.

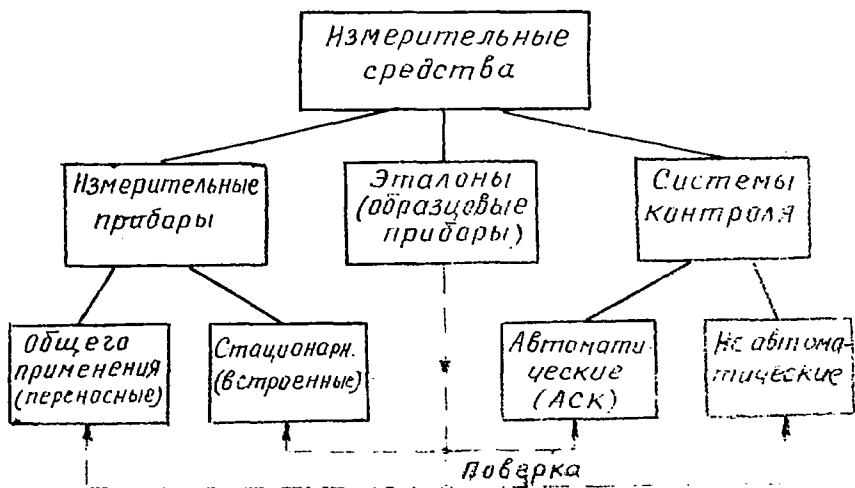


Рис. У1

Переносные приборы общего применения делятся на группы согласно нормам НИО.019.000, о которой говорилось во введении.

Схемы современного РЭВ, помимо сложности, характеризуются и тем, что от них требуется высокое быстродействие. Следовательно, и контроль их состояния должен производиться возможно быстрее. И в этом отношении наиболее перспективными из всех измерительных средств будут АСК.

Измерительные средства должны также способствовать высокой надежности РЭВ. Этот сложный вопрос достаточно полно осветить можно только в связи с более глубоким изучением проблем эксплуатации РЭВ. Сейчас же можно сказать, что он тесно связан с проблемой обеспечения своевременного и правильного обнаружения неисправности контролируемой схемы.

Контроль объектов РЭВ может быть охарактеризован следующими сторонами: полнотой проверки, ее скоростью, точностью и достигаемой при этом достоверностью результатов контроля, тем, каким методом регистрируются результаты измерений.

Проверка должна быть по возможности более полной, т.е. должна давать сведения о наибольшем числе параметров и, кроме того, давать возможность поиска неисправности в схеме и прогнозировать возможные отказы в схеме.

Скорость проверки зависит от сложности контролируемой схемы и от правильности выбора последовательности проверки параметров (правильность выбора алгоритма проверки).

Точность и связанные с ней проблемы обеспечения достоверности результатов контроля определяются выбором измерительных средств и тем, насколько обоснованно выбраны поля допусков параметров.

Регистрация результатов должна быть проста, наглядна и должна иметь возможность фиксации в виде записи или отметки в запоминающем устройстве.

Наиболее хорошо удовлетворяют всем сторонам проверки,

рассмотренным выше, автоматические системы контроля (АСК).

Изложенное позволяет сделать выводы относительно перспектив развития техники радиоэлектронных измерений и связанных с ней отраслей науки. Это путь развития автоматизированных систем контроля.

Это однако не означает замены с помощью АСК "обычных" измерительных приборов или того, что их развитие и совершенствование будет приостановлено. Наоборот, развитие АСК должно послужить стимулом для развития и совершенствования методов измерений и самих измерительных приборов, так как они входят составной частью в АСК. Кроме того, эти приборы будут применяться в тех случаях, когда применение АСК нецелесообразно.

Автоматизация измерений, как и вообще всей техники в целом, стала возможной только на определенном уровне развития экономики. Это не могло не наложить своего отпечатка на конструкции и методы измерений, используемые в приборах общего применения.

Сравнительно недавно, когда общее развитие экономики нашей страны было значительно ниже того уровня, которого оно достигло в последние годы бурного технического прогресса, одним из главных требований, предъявляемых к измерительным приборам, было требование схемной и конструктивной их простоты, а также их дешевизны и малых габаритов.

В настоящее время главными требованиями являются не эти (хотя по возможности следует стремиться к выполнению и этих требований), а обеспечение заданных и высоких точностей и достоверностей результатов контроля, большого быстродействия и выдачи результатов контроля в виде, удобном для ввода в счетно-решающие и логические устройства. Теперь уже нигде не отмечается как недостаток сложность измерительной схемы и ее дороговизна, если эта схема удовлетворяет указанным главным требованиям.

В связи с изложенными особенностями настоящего состояния и будущего развития измерительной техники необ-

ходимо решение следующих проблем, встающих на пути развития измерительного дела.

- Необходимо создание эталонов всех измеряемых величин, ибо это позволит повысить точность измерения применением метода прямого сравнения измеряемой величины с высокоточным эталоном.

- Нуждается в решении проблема объективной оценки таких важнейших характеристик измерительных средств, как точность, разрешающая способность, быстродействие и т.д. для более обоснованного и свободного от случайных и не имеющих строгой основы решений в выборе необходимого для данного измерения прибора. На этом пути перспективным может быть направление, которое дает информационная теория.

Пути совершенствования методов и техники измерений определяются общими задачами, решаемыми радиоэлектроникой в целом.

С точки зрения принципов схемных решений и конструкций измерительных приборов, они должны развиваться так, чтобы направление развития приборостроительной техники для радиоизмерений совпадало бы с генеральным направлением развития радиоэлектроники. В этом отношении перспективными являются направления транзисторизации, т.е. более широкого внедрения полупроводниковой техники, микроминиатюризации и унификации узлов и блоков измерительных приборов.

Эти очень важные требования совершенствования измерительных приборов не всегда будут определяющими, ибо главная задача измерения, независимо или почти независимо от схемных и прочих решений самих приборов, - это перечисленные выше задачи получения высокой точности и достоверности результатов измерений, обеспечение достаточно полного и быстрого контроля и получение результатов контроля в удобной для данного случая форме. Все это должно способствовать получению правильных выводов о состоянии интересующей нас схемы РЭВ и, в конечном счете, повышению надежности эксплуатируемого РЭВ.

Развитие изученных методов измерений и укрепление приобретенных навыков в области использования радиоизмерительных приборов возможно только в связи с расширением специальных знаний в области радиоэлектроники. Это связано с изучением последующих дисциплин радиоэлектронного цикла.

Чтобы понять определенные вопросы последующих специальных курсов, нужно изучить и новые измерения, которых данный курс не мог касаться. Следовательно, изучение измерений в широком смысле не заканчивается вместе с окончанием того курса, который носит название "Радиоизмерения".

Необходимо совершенствование своих знаний в этой области, что связано не только с изучением новых измерительных приборов, но и с рассмотрением теоретических вопросов, касающихся новых принципов и методов измерений.

Для справок по общим и специальным вопросам основных измерений следует обращаться к литературе. В настоящее время по этим вопросам имеется обширная литература. Перечень основных источников приведен в конце данного пособия.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. А в с и е в и ч Е.А. Современный электронный осциллограф. Изд. "Знание", 1970.
2. Автоматизация радиоизмерений, под ред. В.П.Балашова. Изд. "Советское радио", 1966.
3. Б р я н с к и й Л.Н., Л е в и н М.М., Р о з е н б е р г В.Я. Радиоизмерения. Изд. Стандартов, 1970.
4. В а л и т о в Р.А. Радиотехнические измерения. "Советское радио", 1963.
5. З а й д е л ь А.Н. Элементарные оценки ошибок измерений. Изд. "Наука", 1967.
6. К у ш н и р Ф.В., С а в е н к о В.Г., В е р н и к С.М. Измерения в технике связи. "Связь", 1970.
7. М и р с к и й Г.Я. Радиоэлектронные измерения. Госэнергоиздат, 1963.
8. Р е м е з Г.А. Курс основных радиотехнических измерений. "Связь", 1966.
9. П о п о в В.С. Электротехнические измерения. "Энергия", 1968.
10. Т е р е ш и н А.И., С о ф р о н о в В.А. Справочник по эксплуатации радиоизмерительных приборов. "Техника", 1969.
11. Х л и с т у н о в В.Н. Цифровые электроизмерительные приборы. Изд. "Энергия", 1967.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

	Стр.
В в е д е н и е	3
Г л а в а I. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ	
§ I.1. Методы радиоизмерений	16
§ I.2. Классификация ошибок измерений	19
§ I.3. Систематические ошибки измерений и пути уменьшения их влияния	25
§ I.4. Случайные ошибки измерений	29
§ I.5. Статистическая обработка результатов измерений	35
Г л а в а 2. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ	
§ 2.1. Общие сведения об измерении тока и на- пряжения	41
§ 2.2. Системы приборов, основанные на взаимо- действию магнитных полей	48
§ 2.3. Термоэлектрическая и детекторная системы	55
§ 2.4. Электронные (ламповые) вольтметры	60
§ 2.5. Характер шкал вольтметров и точность измерения напряжения	65
§ 2.6. Цифровые вольтметры	69
§ 2.7. Условные обозначения, наносимые на шка- лах приборов основных систем	77
§ 2.8. Некоторые особенности измерения тока и напряжения в электронных схемах	80
§ 2.9. Понятие о логарифмических единицах-деци- бедах	89
Г л а в а 3. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ	
§ 3.1. Измерение мощности постоянного, низкоча- стотного и высокочастотного токов	93
§ 3.2. Методы измерения мощности на СВЧ	96
§ 3.3. Термисторный метод измерения мощности	100
§ 3.4. Вспомогательные приборы для измерения мощности СВЧ	110

Г л а в а 4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

- § 4.1. Назначение и классификация измерительных генераторов 116
- § 4.2. Генераторы инфранизкой, звуковой и ультразвуковой частот 121
- § 4.3. Генераторы высокой частоты 126
- § 4.4. Генераторы сверхвысокой частоты 129
- § 4.5. Импульсные генераторы. Генераторы специального назначения 133

Г л а в а 5. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

- § 5.1. Общие сведения об измерении частоты. Измерение низких частот 137
- § 5.2. Резонансный метод измерения частоты . . . 141
- § 5.3. Точность резонансного метода 145
- § 5.4. Гетеродинный метод измерения частоты . . 148
- § 5.5. Понятие об абсолютном, первичном и вторичном эталонах частоты 152
- § 5.6. Принцип измерения частоты гетеродинным частотомером 154
- § 5.7. Понятие о принципе цифровых измерителей частоты 159
- § 5.8. Измерение параметров колебательных контуров 162

Г л а в а 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ И СПЕКТРА КОЛЕБАНИЙ

- § 6.1. Общие сведения. Приборы для наблюдения и записи формы колебаний 166
- § 6.2. Функциональная схема типового осциллографа 176
- § 6.3. Применение электронного осциллографа для измерений 187
- § 6.4. Измерение коэффициента амплитудной модуляции 200
- § 6.5. Измерение коэффициента нелинейных искажений 203

§ 6.6. Анализ спектра последовательности радио- импульсов	206
Г л а в а 7. КОМБИНИРОВАННЫЕ ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ	
§ 7.1. Назначение и общие принципы построения комбинированных приборов (радар-тестеров)	213
§ 7.2. Радиолокационный испытательный прибор ГК4-2I	220
§ 7.3. Радиолокационный испытательный прибор ГК4-19	231
§ 7.4. Гидроакустические испытательные приборы.	235
З А К Л Ю Ч Е Н И Е	
§ I. Измерение характеристик случайных процессов	243
§ II. Перспективы развития радиоизмерений	251
Л И Т Е Р А Т У Р А	258

Замеченные опечатки

Страница	Строка	Напечатано	Следует читать
10	столб. 3 табл. I	ЕД-I—измеритель добротности	Е9-I—измеритель добротности
9	1-я сверху	1,5‰	2,5‰
68	7-я снизу	$\text{Sin } 3_{10}t$	$\text{Sin } 3_{\dots}t$
81	11-я снизу	$r_A \leq 10R$	$r_A \leq \frac{R}{10}$
86		Таблица 2.8	Таблица 2.8.I
107	1-я снизу	возрастают	уменьшаются
136	5-я сверху	не работающий	но работающий

Технический редактор
М.М.Маникина

Корректор
С.Г.Плотникова

Г-859507. Подписано к печ. 12/III-1973. Зак. 108.
Формат 60x90^I/16. Печ. л. 16,5. Уч.-изд. л. 13,4.
Цена. I экз. для внутриведомственной продажи
(49 коп.)

Типография ВМУРЭ имени А.С.Попова

Бесплатно

★

90552

Д4

13645