

КОМИТЕТ ПО ДЕЛАМ МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

*ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА*

**ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
И АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ ВНИИМ

вып. 13 (73)



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

927
m/10/26



КОМИТЕТ ПО ДЕЛАМ МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ВНИИМ

Выпуск 13 (73)

Под редакцией
канд. техн. наук
Б. А. ОСТРОУМОВА

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследовательского
института метрологии имени Д. И. Менделеева



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1953 ЛЕНИНГРАД

m/10 426

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
<i>П. Н. Агаецкий.</i> Основные задачи хранения единицы частоты периодических процессов и государственный эталон частоты Всесоюзного научно-исследовательского института метрологии имени Д. И. Менделеева	5
<i>А. Д. Вейсбрум.</i> К вопросу применения эталонных частот для точного определения периодов колебаний	17
<i>Б. Е. Рабинович.</i> Анализ основных систематических погрешностей метода измерения переменного напряжения путем компенсации тока детектировании	26
<i>Т. Л. Залуцкая.</i> Исследование образцового метода измерения импульсных напряжений	50
<i>П. Н. Агаецкий.</i> Пиковый вольтметр для одиночных импульсов напряжения и его применение в качестве миллисекундомера	72
<i>Н. А. Калужникова и И. Г. Русаков.</i> К вопросу о звуковых измерениях в воде	77
<i>А. Д. Бродский.</i> Способ электростатической градуировки конденсаторного микрофона в камере малого объема	100

Ответственный редактор директор ВНИИМ *М. П. ПАВЛОВ*

Технический редактор *Л. В. Воронцовская*

Сдано в набор 1/VIII 1952 г. Подписано к печати 8/1 1953 г. М-01701
 Печ. л. 6,5. Уч.-изд. л. 7,2. Бум. л. 3,25. Формат 60×92¹/₁₆. Тираж 600 экз.
 Заказ 2386.

Типография № 2 Ленгөрполиграфиздата. Ленинград, Социалистическая, 14.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современное развитие радиотехники и акустики требует, помимо теоретической разработки проблем, выдвигаемых практикой, в неменьшей степени также непрерывного усовершенствования и уточнения методов измерений.

Настоящий сборник исследований в области радиотехнических и акустических измерений посвящен ряду отдельных метрологических вопросов: измерению частоты, измерению переменного напряжения, рассмотрению некоторых задач, связанных с акустическими измерениями в воде.

В статье П. Н. Агалецкого „Основные задачи хранения единицы частоты и государственный эталон частоты ВНИИМ имени Д. И. Менделеева“ рассматривается ряд принципиальных методических вопросов хранения единицы частоты для обеспечения единства и верности, а также для повышения точности измерений.

Автор рассматривает эти вопросы с точки зрения основных положений метрологии и высказывает конкретные предложения в отношении очередных задач и дальнейших перспектив в области повышения точности частотных измерений. Это тем более своевременно, что многие из затронутых автором нормативных соображений до настоящего времени еще не регламентированы.

В статье А. Д. Вейсбрута рассмотрен вопрос использования эталона частоты для повышения точности определения периодов периодических процессов.

В статьях Б. Е. Рабиновича и Т. Л. Залуцкой рассматриваются вопросы, связанные с выбором образцовых методов измерения напряжения переменного тока высокой частоты и созданием соответствующей образцовой измерительной аппаратуры, необходимой для обеспечения в этой области радиотехнических измерений единства и правильности.

В статьях приводится подробный анализ погрешностей методов, дан расчет систематических погрешностей и указаны возможные пути их уменьшения.

Описание простого универсального вольтметра, пригодного для измерения пикового значения одиночных импульсов напряжения, изложено во второй статье П. Н. Агалецкого.

В статье Н. А. Калужиновой и И. Г. Русакова содержится теоретический анализ условий работы звукомерных дисков и радиометров в воде и выведены расчетные формулы для приборов, позволяющих в воде производить определение звукового давления абсолютным методом.

В статье А. Д. Бродского изложен разработанный во ВНИИМ метод градуировки измерительных конденсаторных микрофонов в камере малого объема и сделана оценка достигаемой при этом точности измерений.

**ОСНОВНЫЕ ЗАДАЧИ ХРАНЕНИЯ ЕДИНИЦЫ ЧАСТОТЫ
ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ЭТАЛОН ЧАСТОТЫ ВСЕСОЮЗНОГО
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО ИНСТИТУТА
МЕТРОЛОГИИ ИМЕНИ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА**

Современная техника в больших масштабах пользуется периодическими процессами. Одной из важнейших характеристик этих процессов является частота; она определяется числом периодов процесса за единицу времени. Законом установлены единицы частоты: герц, килогерц, мегагерц.

Развитие радиотехники вызвало широкое применение переменных токов и электромагнитных колебаний в диапазоне частот от единиц до миллиардов герц.

Перед метрологией радиотехника выдвинула задачу обеспечить единство и верность измерения частоты. Попытаемся рассмотреть эту задачу с точки зрения основных требований и положений, принятых в метрологической практике [Л. 1].

Для обеспечения во всех отраслях народного хозяйства СССР единства и верности в проведении измерений различных физических величин, — все измерения, в установленных законом единицах, должны опираться на эталоны или эталонные методы, осуществляемые Всесоюзным научно-исследовательским институтом метрологии имени Д. И. Менделеева.

Государственными эталонами называются такие образцовые меры и измерительные приборы, которые служат для воспроизведения и хранения единиц измерений с наивысшей степенью точности, называемой метрологической точностью.

Верные значения единиц, воспроизводимых эталонами или эталонными методами, передаются образцовым мерам и образцовым измерительным приборам разных разрядов, предназначенным для поверки и градуировки всякого рода мер и измерительных приборов в соответствии с требуемой для них степенью точности.

Образцовые меры и образцовые измерительные приборы применяются в поверочных учреждениях для проведения обя-

зательных государственных поверок, а также служат для точных измерений и в качестве исходных мер при периодической поверке рабочих мер и измерительных приборов в организациях различных ведомств.

Таким образом, государственные эталоны для хранения и воспроизведения единиц физических величин являются опорной базой в деле обеспечения единства и верности измерений в стране.

Как было указано выше, эталоны хранят значения единиц измерений с наивысшей степенью точности, достижимой при данном состоянии измерительной техники.

Поэтому дело создания всестороннего исследования и дальнейшего совершенствования государственных эталонов является не только большой и трудной экспериментально-технической задачей, но и делом большого научного значения, так как при создании эталона исследуются закономерности, знание которых способствует общему прогрессу науки и техники.

Обеспечение единства и верности измерений частоты периодических процессов требует создания государственного эталона для воспроизведения и хранения единиц частоты.

В каком виде можно представить себе этот эталон?

Конструкция эталона, его физические свойства и способ осуществления определяются природой величины, единица которой воспроизводится, и состоянием измерительной техники в данной области измерений.

Частота — количественная характеристика периодического процесса. Следовательно, для воспроизведения единицы частоты необходимо воспроизводить периодический процесс. Таким образом, государственный эталон частоты может быть реально осуществлен в виде системы приборов, воспроизводящей периодический процесс, частота которого неизменна во времени и известна с метрологической точностью.

Наиболее удобным видом периодического процесса как с точки зрения его воспроизведения, так и неограниченной возможности передачи и применения является переменный электрический ток и вызываемые им электромагнитные колебания. Для установления основных требований, предъявляемых к эталонной системе, воспроизводящей периодический процесс, частота которого принимается в качестве исходной меры, рассмотрим принципиальные вопросы, возникающие при проведении измерения частоты.

Измерение является одним из видов познавательного процесса. М. Ф. Маликов в своем курсе „Основы метрологии“ дает следующую оценку измерения, как познавательного процесса: „Измерением мы называем познавательный процесс, заключающийся в сравнении путем физического эксперимента данной величины с некоторым ее значением, принятым за единицу“.

Единица частоты является производной единицей. Производными называются единицы, определяемые на основании закономерной связи между величиной, для которой устанавливается единица, и величинами, единицы которых установлены независимо.

Следовательно, эталон для воспроизведения единицы частоты является производным эталоном.

Первичный эталон производной единицы должен быть осуществлен по основным эталонам, исходя из определения производной единицы.

Частоту периодического процесса мы определяем как число колебаний за единицу времени — секунду (ОСТ-7768).

Таким образом, для установления значения частоты обычно пользуются выражением:

$$f = \frac{N}{\Delta t}, \quad (1)$$

где

f — частота в герцах;

N — число колебаний;

Δt — время в секундах, за которое производится счет числа колебаний.

Установление значения частоты согласно выражению (1) требует проведения: 1) счета числа колебаний и 2) прямого измерения промежутка времени.

Принятая в метрологии классификация измерений относит к прямым измерениям такие, при которых искомое значение величины определяется или путем непосредственного сравнения ее с мерами, или посредством измерительных приборов, градуированных в установленных единицах.

В данном случае время Δt измеряется посредством часов.

Определение частоты из выражения (1) относится к косвенным измерениям.

К косвенным измерениям относятся те, результат которых получается на основании опытных данных прямых измерений нескольких величин, связанных с искомой величиной определенным уравнением.

Учитывая, что косвенные измерения, зависящие от прямых измерений длины, массы и времени, называются абсолютными измерениями, мы должны определение частоты из выражения (1) отнести к классу абсолютных измерений.

Таким образом, измерение частоты возможно производить двойко: 1) абсолютным методом по числу колебаний и промежутку времени и 2) методом прямых измерений — путем непосредственного сравнения измеряемой частоты с установленными мерами частоты, либо посредством частотоизмерительных приборов, градуированных в установленных единицах частоты.

Первый путь более сложен при практическом осуществлении, чем второй, но он является единственно возможным для решения метрологической задачи — установления значения исходной меры частоты — первичного эталона производной единицы.

Второй путь более прост и наиболее удобен в повседневной практике измерения частоты периодических процессов.

Наивысшая точность, достижимая при пользовании методом прямых измерений частоты, в настоящее время в сотни раз выше наивысшей точности, достижимой при пользовании абсолютным методом измерения частоты.

Однако прямой метод измерения частоты требует наличия установленных мер частоты и в конечном итоге — наличия эталона для воспроизведения единицы частоты, а абсолютный метод позволяет устанавливать значение частоты и при отсутствии эталона частоты.

Возможность независимого определения значений частоты с помощью абсолютного метода вызвала появление значительного числа ведомственных „эталонов частоты“. Обслуживание этих „эталонов частоты“ потребовало учреждения многочисленных ведомственных служб частоты, работающих без единых нормативных документов.

Нарушение единства измерений частоты, излишнее усложнение и удорожание измерительной аппаратуры, непроизводительная загрузка обслуживающего персонала — таков практический результат этого увлечения абсолютным методом.

Возвратимся к дальнейшему рассмотрению принципиальных вопросов, возникающих при проведении измерения частоты.

Рассматривая, в качестве меры, периодический процесс, воспроизводимый колебательной системой, мы должны остановиться на важнейшей характеристике меры — постоянстве ее значения.

Под постоянством меры или измерительного прибора понимается степень устойчивости значения меры или показаний измерительного прибора при одних и тех же внешних условиях их работы.

Постоянство характеризуется вариацией (изменчивостью) меры или измерительного прибора. Вариацией называется наибольшая, полученная экспериментально, разность между отдельными значениями меры или повторными показаниями измерительного прибора, соответствующими одному и тому же номинальному значению измеряемой величины при неизменных внешних условиях. Таким образом, вариация представляет собою область, внутри которой могут лежать разности показаний прибора при каждом значении измеряемой величины, когда устранены все причины колебаний, кроме присущих самому прибору, и когда колебания превышают неизбежные случайные погрешности отсчетов.

Попытаемся с точки зрения этих общих положений, принятых в метрологии, рассмотреть вопрос постоянства мер частоты и частотоизмерительных приборов.

Значение частоты известных нам периодических процессов, как наблюдаемых среди явлений природы, так и искусственно возбуждаемых, не остается постоянным во времени.

Следовательно, если в качестве меры частоты принят, например, стабилизированный по частоте генератор электрических колебаний, то необходимо не только установить значение меры, но и исследовать важнейшую качественную характеристику установленной меры — ее постоянство во времени.

Выражение (1), применяемое для установления абсолютным методом значения частоты, не имеет общепринятого ограничения для промежутка времени Δt . Средние значения частоты f , полученные в результате измерений для различных промежутков времени Δt , будут отличаться друг от друга.

Уменьшая Δt и приближаясь в пределе к условию $\Delta t = T$, где T — период колебания, мы можем получить так называемое „мгновенное“ значение частоты ($f_m = \frac{1}{T}$). Однако на

практике измерение мгновенного значения частоты абсолютным методом не всегда может быть осуществлено с высокой степенью точности. Поэтому для случаев, имеющих широкое распространение в радиотехнической практике, когда требуется с высокой степенью точности определить значение частоты на протяжении короткого промежутка времени, — абсолютный метод измерения обычно не применяется.

Для этих случаев — единственный возможный путь — воспользоваться методом прямых измерений, т. е. непосредственным сравнением измеряемой частоты с установленными мерами частоты.

При этом измеренное значение частоты будет отличаться от ее действительного значения на величину вариации меры, имевшей место во время сравнения.

Таким образом, является необходимым знание среднего значения меры частоты, но этого еще недостаточно для применения ее в повседневной практике измерений частоты.

Кроме среднего значения частоты, для меры частоты необходимо знать величину возможных вариаций ее значения и величину вариаций во время сличений с ней частот, подлежащих измерению.

Следовательно, необходимо установить единый критерий для качественной оценки мер частоты с точки зрения постоянства значений меры (величина возможных вариаций значения частоты данной меры в нормальных условиях ее применения), а также установить пути определения величин кратковременных вариаций частоты.

Вариации частоты по отношению к промежутку времени, принятому для установления действительного значения частоты, могут быть, в зависимости от причин их вызывающих, кратковременными и длительными. Вариации, длительность которых мала по сравнению с временем Δt , не могут быть обнаружены абсолютным методом, так как получаемое значение частоты представляет собою среднее значение, при установлении которого вариации частоты разных знаков суммируются.

Абсолютный метод измерения частоты тем не менее позволяет с точностью, достижимой в данный период для хранения времени, обнаруживать изменения значения частоты исследуемой меры.

В практике хранения времени сутки являются естественным промежутком времени, к которому приводятся поправки часов. Качество часов характеризуют величиной средней суточной вариации суточного хода. Установление абсолютным методом значения частоты непрерывно действующего генератора, принятого в качестве меры частоты, имеет много общего с хранением времени, осуществляемым с помощью часов.

Поэтому, по аналогии с часами, целесообразно оценивать качество образцовых мер частоты по размеру средней квадратичной суточной вариации частоты δ_f , которая может служить критерием постоянства данной меры частоты. При пользовании значением частоты f для измерений внутри тех суток, для которых данное значение f было определено, можно считать с вероятностью, не меньшей 68%, что непостоянство частоты образцовой меры повлияет на результат измерений не более чем на δ_f . За предельное влияние непостоянства частоты на результат таких измерений можно принять

$$\delta_{f_{lim}} = 3 \delta_f. \quad (2)$$

Вопрос методики установления абсолютным методом значения образцовых мер частоты подробно рассмотрен в статье автора [Л. 2] и в статье проф. Н. Х. Прейпича [Л. 3]. Качественная характеристика образцовых мер частоты δ_f определяется следующим образом.

Сравним несколько последовательных среднесуточных значений частоты $f_1, f_2, f_3, \dots, f_{n+1}$. Эти смежные значения не будут одинаковы, а обнаружат разности

$$f_2 - f_1 = \delta_1; \quad f_3 - f_2 = \delta_2; \quad f_4 - f_3 = \delta_3; \quad \dots; \quad f_{n+1} - f_n = \delta_n.$$

Величины $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_n$ будут вариациями среднесуточного значения частоты. Среднее квадратичное значение из указанных вариаций определяется из следующего выражения:

$$\delta_f = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_{i+1} - f_i)^2}. \quad (3)$$

Современная метрологическая точность хранения единицы времени, выраженная через относительную погрешность, характеризуется величиной $1 \cdot 10^{-8}$, следовательно, и среднее значение частоты может быть установлено с такой же метрологической точностью.

Эта точность в определении значения частоты полностью удовлетворяет практическим требованиям науки и техники.

Значительно более высокие требования ставит современная техника к постоянству значений образцовых мер частоты. В ряде случаев необходимо, чтобы относительные вариации частоты генераторов не превышали $1 \cdot 10^{-9}$ за сутки. Исследование постоянства частоты подобных генераторов принципиально невозможно производить абсолютным методом. Только непосредственное сравнение частоты исследуемого генератора с частотой заведомо более устойчивого генератора или взаимные сличения частот группы генераторов одинакового качества позволяют обнаруживать столь малые относительные вариации частоты.

Выше нами было отмечено, что в выражении (1) длительность промежутка времени Δt не является общеустановленной. Поэтому, в определение действительного значения частоты выражение (1) вносит элементы неопределенности.

С целью уменьшения этой неопределенности, мы рекомендуем, при измерениях частоты с высокой степенью точности, производимых в неметрологических учреждениях, не пользоваться абсолютным методом, а производить измерения действительного значения частоты и исследование нестабильности различных генераторов на основе данных, получаемых от высокостабильного эталонного генератора, частота которого известна с метрологической точностью.

Изложенное выше позволяет сформулировать основные требования, которые необходимо предъявить к эталону для воспроизведения единицы частоты.

1. В качестве эталона частоты должна быть выбрана колебательная система, воспроизводящая периодический процесс, относительная средняя квадратичная суточная вариация частоты которого не должна превышать $1 \cdot 10^{-8}$.

2. Эталон частоты, кроме основного значения частоты, должен воспроизводить ее кратные и дольные значения, с тем, чтобы можно было проводить непосредственные сличения частот в диапазоне от единиц до миллиардов герц по возможности без снижения точности измерений.

3. Эталон частоты должен быть максимально доступным для сличения с ним образцовых мер частоты.

4. Эталон частоты должен давать возможность установления значения его собственной частоты абсолютным методом и возможность периодического контроля этого значения.

5. Эталон частоты должен допускать возможность определения кратковременных вариаций его частоты.

В свете этих требований в качестве современного государственного эталона для воспроизведения единицы частоты может быть принята группа (не менее трех) стабилизированных по частоте кварцевых генераторов электрических колебаний, из которых хотя бы один должен быть оснащен делителем и умножителем частоты и устройством для определения с метрологической точностью значения частоты генератора.

Эталонная группа генераторов должна также иметь аппаратуру, позволяющую с относительной погрешностью не выше $1 \cdot 10^{-9}$ производить взаимные сличения частоты генераторов группы с целью определения величины кратковременных вариаций частоты. Электрические колебания эталонной частоты должны передаваться по проводам и радио в народное хозяйство, чтобы можно было контролировать по эталону значение частоты образцовых мер на местах эксплуатации частотоизмерительных приборов.

Перечисленным требованиям полностью отвечает группа высокостабильных пьезокварцевых генераторов электрических колебаний со всей перечисленной выше вспомогательной аппаратурой, разработанная и осуществленная в Лаборатории токов высокой частоты Всесоюзного научно-исследовательского института метрологии имени Д. И. Менделеева и утвержденная 31 декабря 1948 г. в качестве государственного эталона для воспроизведения единицы частоты (см. примечание на стр. 16).

Государственный эталон для воспроизведения единицы частоты находится в непрерывном действии, под метрологическим контролем со стороны Лаборатории токов высокой частоты ВНИИМ.

В процессе эксплуатации эталона частоты проводятся систематические определения действительного значения частоты эталона с помощью Лаборатории времени ВНИИМ, а также исследуются систематические и случайные отклонения частоты от номинального значения.

Как было отмечено выше, качество эталона частоты, как эталона производной единицы, может быть оценено по величине погрешности воспроизведения им значения частоты. Эта погрешность состоит из двух частей:

а) погрешности, обусловленной нерегулярными изменениями частоты;

б) погрешности поправки на регулярные изменения частоты, обусловленной экстраполяцией и неточным знанием их закономерности.

Утвержденный государственный эталон частоты СССР характеризуется величиной нерегулярных изменений частоты

в пределах $2 \cdot 10^{-9}$ — $5 \cdot 10^{-9}$ в сутки и величиной регулярных изменений частоты порядка $5 \cdot 10^{-8}$ в год или $1,4 \cdot 10^{-10}$ в сутки.

Малая величина как регулярных, так и нерегулярных изменений частоты созданного эталона частоты обусловлена высоким качеством разработанного лабораторией нового типа кварцевого стабилизатора частоты и правильностью предположений, положенных в основу расчета генераторов эталонной группы.

Процесс хранения частоты с помощью эталонной группы генераторов заключается в систематическом исследовании величины нерегулярных и регулярных изменений частоты и определении абсолютным методом действительного значения частоты генераторов эталонной группы.

Таким образом, процесс хранения частоты предусматривает одновременное применение как метода абсолютных измерений частоты при определении ее действительного значения, так и метода прямых измерений частоты при взаимном сличении частоты генераторов эталонной группы.

Выше нами отмечено, что качественной характеристикой образцовых мер частоты мы предлагаем принять среднее квадратичное значение вариаций частоты. Величину погрешности в значении частоты, получаемой от образцовой меры частоты, необходимо устанавливать как сумму погрешности определения среднего исправленного значения частоты и величины максимального отклонения частоты от этого среднего значения за данный период.

Для более широкого охвата поверками по эталону образцовых мер частоты I-го разряда, рекомендуется установление рабочих эталонов частоты. В институтах системы Комитета по делам мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР к рабочим эталонам частоты предъявляются полностью требования, изложенные нами выше.

Рабочие эталоны частоты подлежат утверждению Ученым советом ВНИИМ и над ними должен быть осуществлен метрологический контроль со стороны ВНИИМ. Высокостабильные измерительные генераторы различного назначения, в зависимости от класса точности и роли в деле поддержания единства и верности измерения частоты, могут быть отнесены к тому или иному разряду образцовых или рабочих мер частоты.

Передача для широкого применения эталонных частот допустима только от узаконенных рабочих эталонов частоты.

Быстро возрастающие требования науки и техники к точности измерения частоты и ее вариаций выдвигают задачу дальнейшего совершенствования эталонов частоты.

Рассмотрим возможные пути в этом направлении.

Установление значения частоты эталона неразрывно связано с хранением единицы времени, так как единица частоты — герц — является производной от единицы времени — секунды. Однако

понятия „хранение времени“ и „хранение единицы частоты и единицы времени“ не являются тождественными и, мы полагаем, крайне важно остановиться на принципиальных особенностях этих понятий.

Время познается нами в результате восприятия последовательной смены явлений.

Для сопоставления различных процессов по их длительности необходимо измерять время, т. е. сопоставлять длительность процессов с единицей времени. Но во многих случаях, кроме того, требуется сопоставлять процессы по отношению к моменту времени, принятому за начальный для данной эпохи.

В качестве единицы времени принята длительность периода обращения Земли вокруг своей оси и доля этого периода — секунда, составляющая $\frac{1}{86400}$ средних солнечных суток.

Следовательно, исчисление времени практически связано с углом поворота Земли. Этот угол засекают и определяют, в основном, с помощью звездных наблюдений.

Однако время нужно знать не только для моментов звездных наблюдений, но и для промежуточных моментов. Этой цели служат часы. Время, показываемое часами, всегда в той или иной мере отличается от времени, обусловленного угловым движением Земли. Разность между этими двумя значениями, взятыми в один и тот же момент, является поправкой часов.

Получение поправки часов для моментов, промежуточных между звездными наблюдениями, составляет основную задачу хранения времени.

Изменчивость поправки часов в условиях их безостановочного хода значительно усложняет эту задачу и составляет основное отличие процесса хранения времени от хранения эталонов других величин, например массы или длины.

Момент времени, так же как и промежутки времени, выражают в единицах времени. Это обстоятельство часто приводит к неправильному отождествлению понятий: измерение времени и хранение времени, т. е. определение моментов времени.

Моменты времени являются фазовой характеристикой явлений, связанных с вращением Земли. Точность определения моментов времени оценивается только величиной абсолютной погрешности. При определении длительности процесса, т. е. сопоставления его с единицей времени, фазовая характеристика начального и конечного моментов измеряемого процесса не является необходимой. Оценка точности измерения промежутка времени может производиться как с помощью абсолютной, так и относительной погрешности.

Часы, как прибор для измерения и хранения времени, и эталон частоты, как прибор для хранения единицы частоты, имеют принципиально общую важнейшую часть — колебательную систему для получения устойчивого по частоте периодического процесса.

Напрашивается вывод, что хранение единицы частоты — герца — может быть осуществлено при помощи тех же устройств, которые служат для хранения времени, в частности с помощью кварцевых часов.

С этим выводом можно согласиться с некоторыми оговорками. Подобное объединение функций двух эталонов в одном приборе можно допустить только для рабочих эталонов частоты при условии, что имеется группа кварцевых часов (не менее трех) и производится систематическое определение нерегулярных изменений частоты путем взаимных сличений частот задающих генераторов кварцевых часов.

Для первичного эталона частоты совмещение функций, с нашей точки зрения, необязательно.

Процесс хранения времени, заключающийся в определении хода часов и вычислении поправки, требует непрерывной работы часов и регулярной проверки их по звездным наблюдениям, так как вычисление суточного хода часов методом экстраполяции сопряжено с возрастанием погрешности при определении моментов времени.

Процесс хранения частоты принципиально не требует непрерывного действия эталона частоты и не сопряжен с возрастанием погрешности принимаемого значения частоты по мере удаления от эпохи исходных наблюдений.

Если величина регулярных изменений частоты эталона за год не превышает величины нерегулярных суточных вариаций частоты, то на протяжении года достаточно произвести одно определение действительного значения частоты с метрологической точностью и пользоваться им с погрешностью, равной величине суточных нерегулярных вариаций частоты.

Указанная принципиальная особенность хранения частоты позволяет сделать вывод, что для первичного эталона частоты можно применить колебательные системы, не находящиеся в непрерывном действии и, следовательно, не подвергающиеся износу. В качестве таких систем-хранителей частоты могут быть приняты: пьезокварцевый генератор со строго обусловленным режимом работы; камертон с малым температурным коэффициентом из состаренного материала, возбуждаемый в вакууме; система, использующая спектр поглощения электромагнитных колебаний, и др.

Группа таких образцовых мер частоты должна, по нашему мнению, составить в дальнейшем первичный эталон для хранения единицы частоты.

Установление с метрологической точностью значения частоты подобных первичных хранителей частоты позволит, по мере надобности, быстро и с большой точностью контролировать значение частоты рабочих эталонов и исследовать вариации их частоты.

Научные изыскания в этом направлении и разработка методов и аппаратуры, позволяющей за короткие промежутки времени производить с высокой степенью точности взаимные сличения частот, откроют новые возможности в обеспечении единства и верности измерений частоты и использовании эталона частоты для разнообразных научных исследований.*

ЛИТЕРАТУРА

1. Проф. М. Ф. М а л и к о в. Основы метрологии, Изд. Комитета по делам мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, Москва, 1949.
2. П. Н. А г а л е ц к и й. Методы определения абсолютного значения частоты высокостабильных генераторов, Труды ВНИИМ, вып. 3(45), 1940.
3. Н. Х. П р е й п и ч. Теория и практика сличений эталонов частоты с образцовыми часами, Труды ВНИИМ, вып. 3(45), 1940.

* В настоящее время государственный эталон частоты образуется совокупностью пьезокварцевых генераторов ВНИИМ, Харьковского государственного института мер и измерительных приборов, Центрального научно-исследовательского бюро единой службы времени.

К ВОПРОСУ ПРИМЕНЕНИЯ ЭТАЛОННЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ ТОЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕРИОДОВ КОЛЕБАНИЙ

В настоящее время для точных измерений промежутков времени находят широкое применение хронометры с периодической хронометрической системой, основой которой является источник высокостабильных по частоте электрических колебаний высокой или низкой частоты.

Создание во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии имени Д. И. Менделеева эталона частоты, представленного группой высокостабильных по частоте пьезокварцевых генераторов с номинальным значением частоты 1 МГц, снабженных делителями и умножителями частоты, позволило воспроизводить различные эталонные частоты, значение которых известно с относительной погрешностью, не превышающей $\pm 3 \cdot 10^{-8}$.

Организация трансляции эталонных частот по проводам и радио широкому кругу потребителей и возможность преобразования этих частот (деление и умножение) в местах приема позволяют использовать эталонные частоты не только в области частотных измерений, но и для целей измерения промежутков времени. В связи с этим, оценка возможных точностей измерения промежутков времени с помощью хронометров с периодической хронометрической системой и, в частности, измерения с высокой точностью периодов колебаний маятников приобретает несомненный интерес.

Учитывая, что правильный выбор порядка измерений может привести к сокращению времени измерения и дать достаточно хорошие результаты даже с помощью несложной аппаратуры, полагаем рациональным ограничиться лишь детальным анализом последнего вопроса, имеющего к тому же самостоятельное значение.

Определение периода колебаний маятника T может быть осуществлено либо путем измерения промежутка времени, соответствующего длительности одного колебания маятника, либо



путем измерения промежутка времени t , в течение которого совершается целое число его колебаний K . В последнем случае

$$T = \frac{t}{K}, \quad (1)$$

$$\xi_T = \frac{\xi_t}{K} \quad (2)$$

и

$$\xi_{oT} = \xi_{ot}, \quad (3)$$

где через ξ обозначены абсолютные и через ξ_o относительные погрешности измерения t и T .

Так как

$$\xi_{ot} = \frac{\xi_t}{t}, \quad (4)$$

то, если абсолютная погрешность измерения промежутка времени t не зависит от его длительности, за счет увеличения времени измерения можно получить достаточно малую относительную погрешность определения периода колебаний. При этом необходимо, чтобы на протяжении измеряемого промежутка времени изменение периода колебаний не выходило за пределы, определяемые заданной точностью измерения, или имелась бы возможность введения соответствующей поправки. Поэтому в некоторых случаях может оказаться необходимым сократить общее время измерения, что обычно достигается путем измерения ряда промежутков времени τ , меньших t , постепенно смещенных на один или несколько периодов колебаний, — расположения измеряемых промежутков времени в „скользящем“ порядке.

Однако и в этом случае, вследствие высоких требований, предъявляемых к точности измерения периодов колебаний некоторых систем, например маятников для определения абсолютного или относительного значения ускорения силы тяжести, обычно применяемые для этой цели контактные хронометры не решают поставленной задачи. Лишь с помощью хронометров, принцип действия которых основан на применении эталонных частот, можно значительно сократить время, необходимое для производства наблюдений.

Таковыми приборами являются электронные хронометры, в которых электронными счетчиками производится счет числа колебаний высокостабильного по частоте пьезокварцевого генератора, а также синхронные часы и синхронный хроноскоп, приводимые в действие переменным током, частота которого является достаточно стабильной.

Эти приборы, так же как и любой хронометр, состоят из трех основных частей — управляющего устройства, хронометри-

ческой части и регистрирующего устройства, причем, что весьма существенно, погрешность, вносимая их управляющим устройством, включая и фотозлектрический датчик управляющих импульсов, с помощью которого колебания изучаемой системы управляют работой хронометра, как правило, ничтожно мала по сравнению с погрешностью регистрирующей части прибора.

§ 1. Измерение периодов колебаний с помощью электронного хронометра

Длительность промежутка времени, измеренного электронным хронометром, определяется по формуле:

$$t = \frac{N}{f}, \quad (5)$$

где

f — значение частоты пьезокварцевого генератора;
 N — число колебаний этого генератора, сосчитанное электронным счетчиком за время t .

На основании закона сложения средних погрешностей

$$\xi_{0t} = \sqrt{\xi_{0N}^2 + \xi_{0f}^2}. \quad (6)$$

Так как

$$\xi_{0N} = \frac{\xi_N}{N} = \frac{\xi_N}{tf},$$

то равенство (6) примет вид:

$$\xi_{0t} = \sqrt{\frac{\xi_N^2}{t^2 f^2} + \xi_{0f}^2}. \quad (7)$$

Предельная абсолютная погрешность счета числа колебаний электронным счетчиком, как известно, равна одному колебанию и, принимая во внимание, что предельная относительная погрешность значения частоты эталонных генераторов $\xi_{0f}^* = \pm 3 \cdot 10^{-8}$, имеем:

$$\xi_{0t}^* = \sqrt{\frac{1}{t^2 f^2} + 9 \cdot 10^{-16}}. \quad (8)$$

Таким образом, для уменьшения ξ_{0t} и, следовательно, ξ_{0t}^* надо увеличивать t и повышать f . В современных электронных хронометрах счетную частоту обычно выбирают равной $(1 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^6)$ гц или еще более высокой. Обратим внимание на то, что с увеличением t в равенстве (8) первый член подкоренного выражения уменьшается и при некотором достаточно большом измеряемом промежутке времени он станет

мал по сравнению со вторым членом. При дальнейшем увеличении t погрешность $\xi_{0T} = \xi_{0t}$ будет оставаться неизменной. Пользуясь критерием ничтожных погрешностей, найдем наибольший промежуток времени t_m , который еще имеет смысл использовать для измерения периодов колебаний:

$$\frac{1}{t_m f} = \frac{1}{3} \cdot 3 \cdot 10^{-8},$$

отсюда

$$t_m = \frac{1 \cdot 10^8}{f}. \quad (9)$$

Полагая $f = 10^5$ гц, имеем:

$$t_m = 1000 \text{ сек.}$$

Очевидно, что практически рационально измерять электронным хронометром лишь промежутки времени τ_m , определяемые из условия:

$$\frac{1}{3} \cdot \frac{1}{\tau_m f} = 3 \cdot 10^{-8},$$

т. е.

$$\tau_m = \frac{1 \cdot 10^8}{9f} \approx \frac{1 \cdot 10^7}{f}.$$

Для $f = 10^5$ гц получим:

$$\tau_m = 100 \text{ сек.}$$

Таким образом, электронный хронометр, даже при сравнительно низкой счетной частоте, позволяет определять периоды колебаний с предельной относительной погрешностью $\pm 1 \cdot 10^{-7}$ за 100 сек., не прибегая к более сложному методу измерений с расположением промежутков времени в „скользящем“ порядке.

Однако электронные хронометры, представляя собой сложную многоламповую систему, дороги и в ряде случаев, когда представляется возможным не сокращать значительно время измерения, вполне применимы синхронные часы или еще более простые приборы — синхронные хроноскопы.

§ 2. Принцип действия синхрочасов и синхронного хроноскопа

Основной составной частью синхрочасов и синхронного хроноскопа является фониический двигатель, приводимый в движение переменным током, частота которого обычно выбирается равной 1000 гц. Скорость вращения ротора двигателя, если полюса статора подмагничиваются постоянным током, определяется по формуле:

$$n = \frac{f}{z}, \quad (10)$$

где

m —число оборотов ротора в секунду;

z —число зубцов ротора;

f —значение частоты тока питания.

За измеряемый промежуток времени t ротор двигателя совершит $M = mt$ оборотов. Следовательно,

$$t = \frac{M}{m}$$

или, подставляя значение m из равенства (10), имеем:

$$t = \frac{z}{i} \cdot M. \quad (11)$$

Число зубцов ротора определяется конструкцией ротора (обычно $z = 100$), f известно, а определение M производится с помощью отсчетного устройства.

Для отсчета показаний синхрочасы имеют два прозрачных диска, расположенных друг за другом и приводимых ротором двигателя во вращение с разными скоростями—один из дисков вращается со скоростью ротора, а другой—в 100 раз медленнее. Каждый диск разбит на 100 частей, оцифрованных от 00 до 99 так, что из двух пар цифр, находящихся соответственно на медленном и быстром дисках, всегда образуются четырехзначные числа, которые при мгновенном их освещении строботроном (двухсеточная газосветная лампа) можно наблюдать через зрительную трубу. Кроме того, быстрый диск имеет шкалу, состоящую из 100 больших делений, каждое из которых разделено на 5 частей. Очевидно, одно большое деление шкалы соответствует 0,01 части оборота ротора, а малое деление—0,002 оборота.

Прочитанное во время вспышки строботрона четырехзначное число с учетом делений шкалы выражает собой некоторый момент времени. Если строботрон зажигать управляющими импульсами от фотореле, соответствующими началу и концу выбранного для измерения T промежутка времени, то длительность последнего, при соблюдении определенного правила отсчетов, выразится разностью между конечным и начальным отсчетами. Наибольший промежуток времени, который можно измерить путем отсчетов по дискам,—10 секунд (при $z = 100$ и $f = 1000$ гц). Введение в механическую систему секундного контакта, управляющего электромагнитным счетчиком, позволяет расширить пределы измерения.

Для повышения точности измерений в синхрочасах предусмотрена фоторегистрация показаний.

Предельная погрешность определения числа оборотов ротора двигателя, соответствующего измеряемому промежутку времени, при визуальных отсчетах составляет 0,004—0,008 обо-

рота (в зависимости от навыка наблюдателя), а при фоторегистрации — 0,002 оборота.

Синхронный хроноскоп, производства завода „Эталон“, отличается от синхрочасов тем, что имеет упрощенное отсчетное устройство с трехзначным цифровым отсчетом, позволяющим отсчитывать лишь единицы, десятые и сотые доли оборота ротора двигателя. Наибольший промежуток времени, который можно измерить путем отсчетов по дискам, — 1 сек. Поэтому, при измерении больших промежутков времени имеется возможность лишь уточнить значение M , а следовательно, и самого измеряемого промежутка времени, если он заранее известен с ограниченной точностью. Для этого можно воспользоваться секундомером или имеющимся в хроноскопе электромагнитным счетчиком, который может быть приведен в действие от собственных секундных импульсов. Электромагнитный счетчик может также работать и от внешних управляющих импульсов, что позволяет вести счет, например, числа периодов колебаний изучаемой системы и воспользоваться хроноскопом для определения ее периода по формуле (1).

Предельная погрешность определения числа оборотов ротора двигателя хроноскопа — 0,01 оборота.

§ 3. Измерение периодов колебаний с помощью синхрочасов и синхронного хроноскопа

Длительность промежутка времени, измеренного с помощью синхрочасов или синхронного хроноскопа, определяется по формуле (11). Следовательно, относительная погрешность измерения промежутков времени этими приборами

$$\xi_{0f} = \sqrt{\xi_{0M}^2 + \xi_{0f}^2}. \quad (12)$$

Так как $\xi_{0M} = \frac{\xi_M}{M}$, то, принимая во внимание равенство (11), получим:

$$\xi_{0f} = \sqrt{\frac{z^2 \xi_M^2}{t^2 f^2} + \xi_{0f}^2}. \quad (13)$$

Полагая $z = 100$ и $f = 1000$ zH , имеем:

$$\xi_{0f} = \sqrt{\frac{0,1^2 \xi_M^2}{t^2} + \xi_{0f}^2}. \quad (14)$$

Наибольший промежуток времени t_m , который еще имеет смысл использовать для измерения периодов колебаний, т. е. промежуток времени, при котором $\xi_{0f} = \xi_{0f}$, можно найти, положив

$$\frac{0,1 \xi_M}{t_m} = \frac{1}{3} \cdot \xi_{0f}.$$

Отсюда

$$t_m = \frac{0.3\xi_M}{\xi_{of}}. \quad (15)$$

Но практически, очевидно, рационально измерять синхросчетами и синхронным хроноскопом лишь промежуток времени $\tau_m < t_m$, при котором

$$\xi_{of} = \xi_{of} = 3\xi_{of}, \quad (16)$$

т. е. определяемый из условия:

$$\frac{1}{3} \cdot \frac{0.1\xi_M}{\tau_m} = \xi_{of}.$$

Следовательно,

$$\tau_m = \frac{\xi_M}{30\xi_{of}}. \quad (17)$$

Сократить длительность измеряемых промежутков времени, а следовательно, и общее время измерения, при сохранении малого значения ξ_{of} , определяемого равенством (16), можно производя ряд независимых измерений промежутков времени $\tau < \tau_m$, при условии расположения последних в „скользящем“ порядке. В этом случае длительность промежутка времени τ , если ряд будет состоять из n измерений, определится из равенства:

$$\tau = \frac{\tau_m}{\sqrt{n}},$$

подставляя в которое значение τ_m из выражения (17), получим:

$$\tau = \frac{\xi_M}{30\sqrt{n}\xi_{of}}. \quad (18)$$

Наблюдения совершаются следующим образом. Производятся n последовательных отсчетов показаний синхросчетов или синхронного хроноскопа

$$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_r, \dots, \alpha_n$$

через промежутки времени, равные одному периоду колебания или некоторому целому числу периодов колебаний p и выбранные с таким расчетом, чтобы можно было зарегистрировать каждое наблюдение. Затем через промежуток времени $\tau = K\tau$, прошедший с момента первого отсчета, опять совершается n последовательных отсчетов

$$\alpha'_1, \alpha'_2, \dots, \alpha'_r, \dots, \alpha'_n.$$

Значения α_i и α'_i заносятся в таблицу, в которой затем вычисляются τ_i , $\tau = \frac{\sum \tau_i}{n}$, остаточные погрешности, погрешность результата ξ_z и, наконец, $T = \frac{\tau}{K} \pm \frac{\xi_z}{K}$.

Время, которое придется затратить для производства измерений по этому способу, можно найти из выражения:

$$t_{\text{раб}} = \tau + nrT = (K + nr)T \quad (19)$$

или, принимая во внимание равенство (18), получим:

$$t_{\text{раб}} = \frac{\xi_M}{30 \sqrt{n} \xi_{0f}} + nrT. \quad (20)$$

Число измерений n может быть выбрано либо из соображений, диктуемых постановкой эксперимента, либо из условия затраты наименьшего времени на производство измерений. В последнем случае, находя n из условия минимума выражения (20), получим:

$$n_{\text{min}} = \sqrt[3]{\frac{\xi_M^2}{3600 p^2 T^2 \xi_{0f}^2}}. \quad (21)$$

С целью иллюстрации возможностей применения синхрос часов и синхронного хроноскопа для определения периодов колебаний приводим расчетные данные (табл. 1) для случая измерения периода колебаний с предельной относительной погрешностью $\xi_{0f}^* = \pm 1 \cdot 10^{-7}$ при $T = 1$ сек., $p = 10$ и величине предельной относительной погрешности значения частоты $\xi_{0f}^* = \pm 3 \cdot 10^{-8}$.

Таблица 1

	ξ_M	τ сек.	n_{min}	τ сек.	$t_{\text{раб}}$ сек.
Синхрос часы с фоторегистративной показаний	0,002	$2 \cdot 10^3$	23	418	648
Синхронный хроноскоп	0,01	$1 \cdot 10^4$	68	1210	1890

Данные табл. 1 показывают, что при выполнении ряда измерений как синхронные часы, так и синхронный хроноскоп могут быть использованы для определения с высокой степенью точности периодов колебаний, причем синхрос часы с фотореги-

страцией показаний дают некоторое преимущество в отношении уменьшения промежутков времени $\tau = KT$ и, что весьма важно, исключают возможность наличия промахов, свойственных визуальному способу отсчетов.

Таким образом, хронометры, принцип действия которых основан на применении эталонных частот, и, в особенности, электронные хронометры позволяют значительно сократить время, необходимое для производства измерений при определении периодов колебаний. В частности, это дает новые возможности для исследования маятников и создает более благоприятные условия для применения подобных колебательных систем в различных областях науки и техники.

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПУТЕМ КОМПЕНСАЦИИ ТОКА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

§ 1. Общие требования к образцовому методу измерения переменного напряжения на высоких частотах

Необходимость поверки высокочастотных вольтметров в широком диапазоне частот настоятельно диктуется метрологической практикой. Однако до последнего времени поверка высокочастотных вольтметров осуществлялась на низкой частоте по образцовым электродинамическим или электромагнитным приборам, причем учитывалось то обстоятельство, что большинство высокочастотных вольтметров включает в свой диапазон также и низкие частоты. Такая методика поверки рекомендуется, в частности, методическими указаниями по поверке электронных вольтметров Комитета по делам мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР.*

Можно указать следующие основные недостатки такой методики:

1. Поверка на низкой частоте не позволяет определить действительные погрешности, связанные с особенностями высоких частот, вызываемые влиянием резонансных свойств входной цепи и инерционностью электронов в электронных вольтметрах.

2. Исключается возможность поверки вольтметров, частотный диапазон которых начинается от 10 кгц и выше.

3. Исключается возможность поверки этим методом вольтметров, составляющих одно целое с генераторами высокой частоты и образующих, совместно с последними, источники известного напряжения (так называемые генераторы стандартного сигнала).

* Методические указания по поверке мер и контрольно-измерительных приборов, подлежащих обязательной государственной поверке, вып. 6, 1947 г.

Образцовый метод измерения напряжения на высоких частотах должен удовлетворять следующим основным требованиям:

1) он должен обеспечивать возможность сравнения или одной из средних величин, или амплитуды переменного напряжения с соответствующей величиной постоянного напряжения таким путем, при котором исключались бы достаточно полно систематические погрешности; это обуславливается требованием единства измерений. Все измерения как постоянного, так и переменного напряжения должны, в конечном счете, опираться на установленную законом единицу напряжения, воспроизводимую на постоянном токе государственным эталоном, — группой нормальных элементов;

2) он должен обладать известной и, по возможности, малой зависимостью показаний от частоты в рабочем диапазоне частот;

3) он должен допускать погрешность по крайней мере в три раза меньшую, чем у наиболее точных поверяемых вольтметров

Эти требования очевидны.

Следует остановиться несколько подробнее на вопросе о влиянии формы кривой напряжения на показания вольтметров и вытекающих отсюда требованиях к образцовому методу.

Некоторые методы измерения напряжения дают результаты, принципиально не зависящие от формы кривой, например, электродинамические, тепловые, термоэлектрические, электростатические и др. Наряду с этим в практике измерений, особенно высокочастотных, распространены вольтметры, показания которых, в общем случае несинусоидальной формы кривой измеряемого напряжения, не соответствуют в точности ни действующему, ни среднему, ни амплитудному значению его. К ним относятся, например, диодные, так называемые „пиковые“, вольтметры, триодные ламповые вольтметры с неквадратичной шкалой и др.

Учет влияния формы кривой на показания вольтметра представляет собой, в общем виде, неопределенную задачу и, в первую очередь, потому, что сама форма кривой в условиях эксплуатации, как правило, неизвестна. Средние коэффициенты (коэффициент формы, коэффициент искажений) позволяют учесть влияние формы далеко не для всех типов вольтметров. Следовательно, для вольтметров, показания которых зависят от формы кривой, последняя должна быть обусловлена при градуировке шкалы. Принято градуировку шкалы производить в единицах действующего значения напряжения синусоидальной формы.

Если переменное напряжение, используемое при проверке, отличается по форме от синусоидального, то, в общем случае, может иметь место погрешность за счет различного влияния

формы кривой на показания поверяемого и образцового вольтметров. Например, при сличении двух вольтметров, один из которых измеряет амплитудное, а другой действующее значение, относительное расхождение показаний, вследствие несинусоидальности напряжения, может достигать, при самых неблагоприятных фазах гармоник, величины, близкой к коэффициенту искажений. Поэтому, при поверках является в принципе весьма желательной одинаковая зависимость показаний от формы кривой как у поверяемого, так и у образцового вольтметров. Однако, учитывая большое разнообразие вольтметров, могущих представить объект поверки, вряд ли возможен выбор универсального в этом отношении образцового метода.

Таким образом, для исключения указанной погрешности следует идти по пути улучшения формы кривой напряжения, при котором производится поверка. Степень необходимого приближения к чистой синусоиде следует определять в каждом частном случае особо, исходя из допускаемой погрешности поверки. При высоких частотах задача фильтрации напряжения не представляет технических трудностей, если учесть к тому же, что высокочастотные вольтметры потребляют незначительную мощность.

Из сказанного следует, что при условии поверки при напряжении, близком по форме к синусоидальному, отпадают всякие ограничения при выборе образцового метода, связанные с характером влияния формы кривой.

Как указывалось выше, к образцовому методу предъявляется требование известной и по возможности малой зависимости результатов измерений от частоты.

Наилучшими частотными свойствами среди используемых в технике вольтметров обладают диодные вольтметры. Как известно, зависимость показаний диодного вольтметра от частоты определяется двумя главными причинами:

1) увеличением напряжения на промежутке анод—катод диода по мере приближения частоты измеряемого напряжения к частоте резонанса входной цепи диодного вольтметра;

2) уменьшением тока детектирования по мере увеличения частоты, обусловленным инерционностью электронов.

Частотная погрешность по первой причине равна приблизительно квадрату отношения рабочей частоты к частоте резонанса входной цепи вольтметра. Современные измерительные диоды имеют довольно высокую резонансную частоту. Например, диод типа SA-100 имеет резонансную частоту, равную 3000 мГц, что дает при рабочей частоте 300 мГц погрешность, равную 1%. Но и эта погрешность может быть достаточно полно исключена путем введения поправки, если известны рабочая и резонансная частоты.

Что касается погрешности, обусловленной инерционностью электронов, то известные по этому вопросу теоретические и

экспериментальные исследования позволяют заключить, что ее влияние начинает проявляться при значительно более высоких частотах по сравнению с резонансной погрешностью, если расстояние между анодом и катодом достаточно мало.

Во всяком случае, для любого диода, применяемого в образцовом вольтметре, может быть определена наивысшая частота, при которой частотные погрешности не превзойдут заданной величины и, следовательно, до этой границы может быть обеспечена необходимая точность проверок. Всякий успех в деле разработки более высокочастотных диодов будет соответственно расширять частотные пределы образцовой аппаратуры.

Все сказанное позволяет остановиться на диоде, как типе выпрямительного элемента, пригодного для использования его в образцовом методе.

Что касается выбора метода измерения, то известный метод измерения амплитудного значения переменного напряжения, путем компенсации тока детектирования диода увеличением отрицательного смещения (далее для краткости именуемый компенсационным методом), может при определенных условиях отвечать требованиям, сформулированным в начале этого параграфа.

В настоящей работе рассматриваются основные погрешности компенсационного метода измерения переменного напряжения с диодом в качестве выпрямительного элемента. Частотные погрешности, определяемые конструктивными данными того или иного типа диода, здесь не рассматриваются, как имеющие самостоятельное значение.

§ 2. Компенсационный метод

Компенсационный метод состоит, как известно, в том, что ток диода (см. схему фиг. 1) предварительно, в отсутствие переменного напряжения, устанавливается равным нулю в точке нижнего изгиба характеристики диода, при помощи подачи на диод начального смещения (первая операция метода). Затем подключается измеряемое переменное напряжение и одновременно увеличивается смещение до тех пор, пока ток через микроамперметр вновь не достигнет нуля (вторая операция метода). Приращение смещения, отсчитываемое при помощи вольтметра постоянного тока, считается равным амплитуде измеряемого напряжения (фиг. 2). Если бы характеристика диода обладала резким изломом у нуля тока, то погрешность измерения целиком определялась бы степенью приближения тока к нулевому значению, т. е. порогом чувствительности микроамперметра.

В действительности же вольтамперные характеристики диодов в области малых токов не имеют резкого излома и при

точных измерениях возникают существенные систематические погрешности, особенно при малых напряжениях

В области малых токов вольтамперная характеристика диодов хорошо описывается экспоненциальной зависимостью

$$i = Ge^{K u}, \quad (1)$$

где

i — ток диода при напряжении u ;

G — ток диода при напряжении $u = 0$;

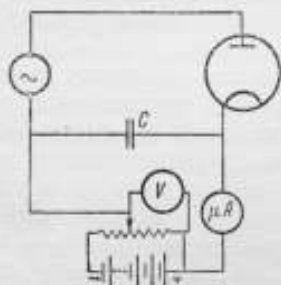
$$K = \frac{q}{\chi T};$$

q — заряд электрона;

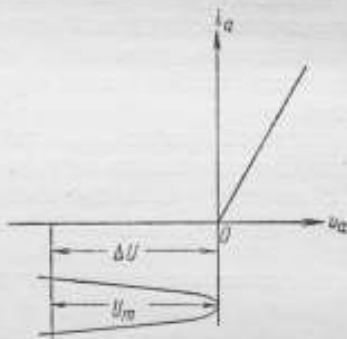
χ — постоянная Больцмана ($1,37 \cdot 10^{-16}$ эрг/град);

T — абсолютная температура катода.

Эта зависимость следует из теории плоскопараллельного диода при максвелловском распределении начальных скоростей



Фиг. 1. Принципиальная схема простейшего компенсационного вольтметра с диодом



Фиг. 2. Диаграмма напряжений в компенсационном вольтметре при идеализированной характеристике диода в виде ломаной линии

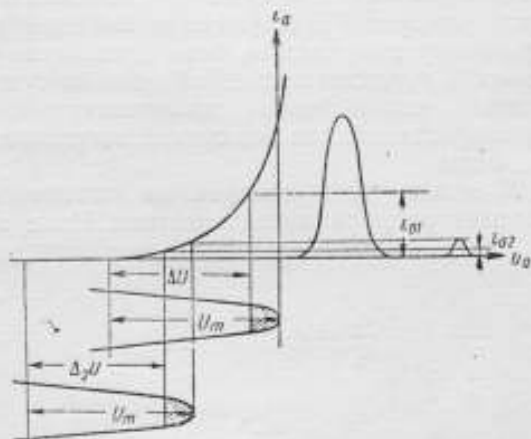
электронов, вылетающих из накаливаемого эквипотенциального катода, и справедливость ее проверена многочисленными исследованиями как для металлических, так и для оксидных катодов.

Диаграмма токов и напряжений компенсационного метода при экспоненциальной вольтамперной характеристике диода изображена на фиг. 3.

Так как ток диода, как это следует из (1), никогда не достигает нулевого значения, то при измерениях по описанной выше упрощенной методике указатель микроамперметра устанавливается как в первой, так и во второй операциях на одно и то же деление шкалы вблизи от нуля, обычно на первое деление. Из рассмотрения диаграммы следует, что в этом слу-

чае амплитудное значение измеряемого напряжения всегда превышает приращение смещения, ввиду того что пиковое значение тока диода всегда больше среднего его значения, т. е. будет иметь место систематическая погрешность. Чувствительность в этом случае, как будет показано ниже, сравнительно низкая (порядка 0,1 в на деление), что явно недостаточно для измерения малых напряжений.

Как будет показано ниже, чувствительность, а вместе с ней и точность, могут быть значительно увеличены, если компенсацию осуществлять при большом, хорошо отсчитываемом по-



Фиг. 3. Диаграмма токов и напряжений в компенсационном вольтметре при экспоненциальной характеристике диода

казании микроамперметра. Для исключения указанной выше систематической погрешности необходимо учитывать более сложную зависимость между амплитудой измеряемого напряжения U_m и приращением смещения ΔU , качественно проиллюстрированную на фиг. 3.

Эта зависимость выражается следующей формулой:

$$\frac{\Delta U}{U_m} = \frac{\ln I_0(KU_m)}{KU_m}, \quad (2)$$

где

$I_0(KU_m) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} e^{KU_m \cos \omega t} d\omega t$ — бesselова функция нулевого порядка от чисто мнимого аргумента;
 K — параметр диода [см. формулу (1)], измеряемый экспериментально.

Формула (2) просто выводится, если учесть, что к диоду, характеристика которого выражается формулой (1), при первой операции метода приложено только начальное смещение, а при второй операции приложено напряжение смещения, увеличенное на ΔU , и переменное напряжение с амплитудой U_m , причем средние значения тока (постоянные слагающие) в обоих случаях одинаковы.

Как видно, характеристика лампы входит в формулу (2) только одним параметром K , который определяется температурой катода. Изменения анодного тока как от естественного старения, так и от изменения начального смещения не скажутся на правильности измерений (разумеется, анодный ток в процессе данного измерения должен быть достаточно устойчив). Это обстоятельство представляет собой одно из существеннейших преимуществ использования выпрямителя с экспоненциальной характеристикой для измерения напряжения компенсационным методом.

Параметр K может быть измерен на постоянном токе по двум точкам вольтамперной характеристики. Измеряется отношение токов диода, соответствующих двум значениям напряжения смещения

$$\frac{i_1}{i_2} = e^{-K(U_1 - U_2)}$$

Отсюда

$$K = \frac{\ln \frac{i_1}{i_2}}{U_2 - U_1} \quad (3)$$

Из этого рассмотрения компенсационного метода при экспоненциальной характеристике диода следует, что величина переменного напряжения находится целиком по данным измерений на постоянном токе и, следовательно, метод представляет интерес для использования в качестве образцового.

§ 3. Преобразование основной формулы компенсационного метода

Прежде чем перейти к анализу погрешностей метода, преобразуем основную формулу (2), прямое использование которой для нахождения U_m по ΔU и K , полученным из измерения, невозможно, так как формула дает эту связь в неявной форме.

Найдем поправку ($U_m - \Delta U$), которую следует прибавлять к данному ΔU , чтобы найти U_m . Переменив знаки и прибавив к обоим частям формулы (2) по KU_m , получим:

$$K(U_m - \Delta U) = KU_m - \ln I_0(KU_m) \quad (4)$$

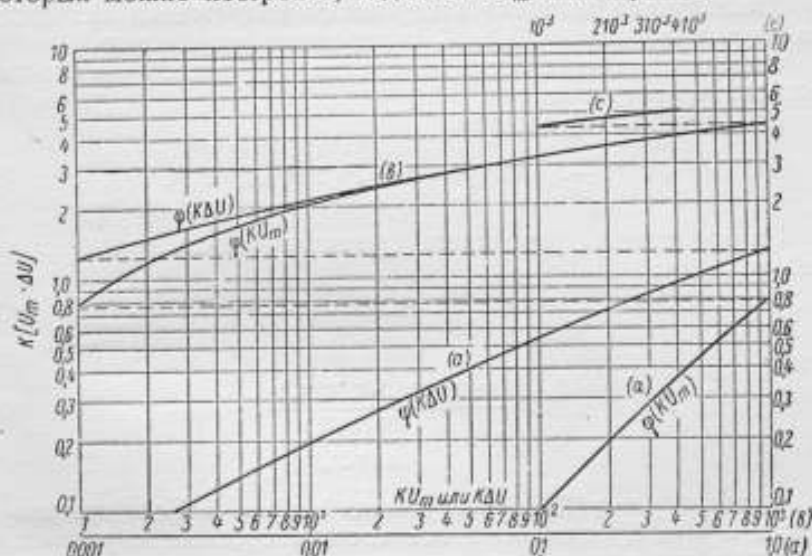
Эту величину обобщенной поправки следует представить графически как функцию от независимой переменной $K\Delta U$. Так как

$$K\Delta U = \ln I_0(KU_m),$$

то искомая поправка выражается графиком:

$$KU_m - \ln I_0(KU_m) = \varphi[\ln I_0(KU_m)], \quad (5)$$

который можно построить, задавая KU_m как параметр.



Фиг. 4. Обобщенный график добавочного напряжения к компенсирующему напряжению для нахождения амплитуды измеряемого переменного напряжения

Эта зависимость изображена на фиг. 4, которая является рабочим графиком.

Определяя ΔU и K из измерений, по произведению $K\Delta U$ находим соответствующее значение $K(U_m - \Delta U)$. Поделив его на K и прибавив к ΔU , получаем искомую величину амплитуды измеряемого напряжения U_m .

При $K = 10$ поправка составляет:

при U_m	100	в	0,44	в	(0,44%),
" U_m	10	"	0,32	"	(3,2%),
" U_m	1	"	0,215	"	(21,5%),
" U_m	0,1	"	0,125	"	(125%),

Рассмотрение графика показывает, что поправка достигает больших относительных значений при измерении малых напря-

жений и, следовательно, упрощенный компенсационный метод дает в этом случае большие погрешности.

При введении же поправок погрешность измерения может быть сведена к достаточно малой величине, даже для малых напряжений, как это будет видно из дальнейшего.

§ 4. Общая формула погрешности компенсационного метода при экспоненциальной характеристике диода

Амплитудное значение измеряемого напряжения находится по двум величинам ΔU и K , измеренным независимо.

Определим погрешность измерения U_m , представив его как косвенное измерение.

Из формулы (2) следует

$$e^{K\Delta U} - I_0(KU_m) = 0 = F(\Delta U, K, U_m). \quad (6)$$

Из полного дифференциала функции F после преобразований находим:

$$\frac{dU_m}{U_m} = \frac{d\Delta U}{\Delta U} \cdot p - \frac{dK}{K} (1-p), \quad (7)$$

где

$$p = \frac{\ln I_0(KU_m) \cdot I_0(KU_m)}{KU_m \cdot \frac{dI_0(KU_m)}{d(KU_m)}}. \quad (8)$$

Функция $p = \varphi(KU_m)$ изображена на фиг. 5. Если при измерении ΔU и K исключены все систематические погрешности, то случайная погрешность измерения переменного напряжения U_m вычисляется по формуле:

$$\xi_{0U_m} = \sqrt{\xi_{0\Delta U}^2 \cdot p^2 + \xi_{0K}^2 (1-p)^2}, \quad (9)$$

где ξ —одна из средних относительных погрешностей, устанавливаемых теорией случайных погрешностей.

При наличии систематических погрешностей измерения ΔU и K следует пользоваться формулой:

$$\theta_{0U_m} = \theta_{0\Delta U} \cdot p - \theta_{0K} (1-p), \quad (10)$$

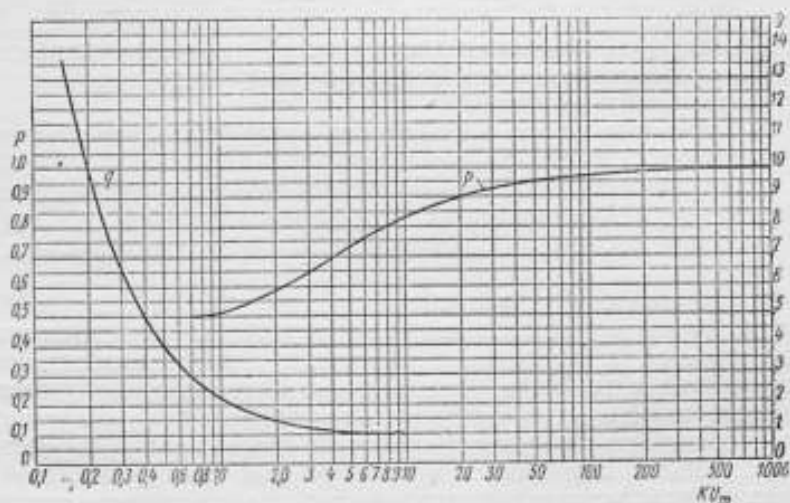
где θ_0 —относительная систематическая погрешность.

Предельное значение $p = 0,5$ при малых напряжениях и $p = 1$ при больших. Отсюда следует вывод, что при измерении больших напряжений погрешность измерения параметра диода почти не влияет на погрешность результата, которая определяется исключительно погрешностью измерения компенсирующего напряжения ΔU на постоянном токе.

При очень малых напряжениях погрешность определения параметра K имеет такое же значение, что и погрешность определения ΔU . Отсюда же следует, что, несмотря на относительно большую величину поправки к ΔU , при малых напряжениях относительная погрешность U_m не превысит половины суммы относительных погрешностей ΔU и K .

§ 5. Чувствительность компенсационного метода при экспоненциальной характеристике диода

Зависимость, связывающая приращение тока диода с приращением напряжения смещения на нем, характеризует чувстви-



Фиг. 5. Функции $p(KU_m)$ и $q(KU_m)$

тельность метода по постоянному току. Дифференцирование формулы (1) дает:

$$du = \frac{1}{KI} di. \quad (11)$$

Благодаря свойствам экспоненты эта зависимость справедлива и в том случае, когда наряду со смещением к диоду приложено и переменное напряжение.

Как видно из формулы, чувствительность тем выше, чем больше параметр K и ток, при котором производится компенсация, при заданной чувствительности индикатора тока.

Найдем связь между чувствительностями по постоянному и переменному напряжениям. Из (7) следует:

$$\frac{dU_m}{d\Delta U} = p \cdot \frac{U_m}{\Delta U} = \frac{I_0(KU_m)}{\frac{dI_0(KU_m)}{d(KU_m)}} = q. \quad (12)$$

Зависимость $q(KU_m)$ изображена на фиг. 5.

При больших напряжениях $q \rightarrow 1$, т. е. чувствительности по переменному и постоянному напряжению одинаковы.

При малых напряжениях q растет, т. е. чувствительность по переменному напряжению падает. Например, при $K=10$ и $U_m=0,1$ в чувствительность падает в 2,5 раза, а при $U_m=0,01$ в — в 20 раз по сравнению с большими напряжениями. Это обстоятельство кладет предел применимости метода в сторону очень малых напряжений.

§ 6. Краткая характеристика отдельных слагаемых погрешности измерения переменного напряжения

К числу установленных погрешностей измерения переменного напряжения компенсационным методом с диодом на средних частотах относятся:

1) систематическая погрешность вследствие отклонения характеристики диода от экспоненциального закона;

2) погрешность измерения постоянного компенсирующего напряжения ΔU вольтметром. Эта погрешность имеет как случайную, так и систематическую части, определяемые классом прибора;

3) погрешности установки заданного тока при первой и второй операциях компенсационного процесса. Каждая из этих погрешностей в отдельности имеет как систематические, так и случайные слагающие, определяемые классом прибора, измеряющего ток диода, и чувствительностью вольтметра. Суммарная погрешность их будет в некоторой степени свободна от систематических погрешностей прибора, так как индикатор в обоих случаях устанавливается на одно и то же деление шкалы;

4) погрешность от несовершенства изоляции, вызываемая утечкой части тока диода мимо измерительного прибора;

5) погрешность измерения параметра K , которая определяется, в конечном счете, классом приборов, измеряющих ток диода и напряжение смещения;

6) случайные погрешности от прочих факторов.

Для уменьшения погрешностей, указанных в п.п. 2, 3 и 5, целесообразно использовать в схеме вольтметра компенсатор (потенциометр) постоянного тока.

Рассмотрим погрешность, указанную в п. 1.

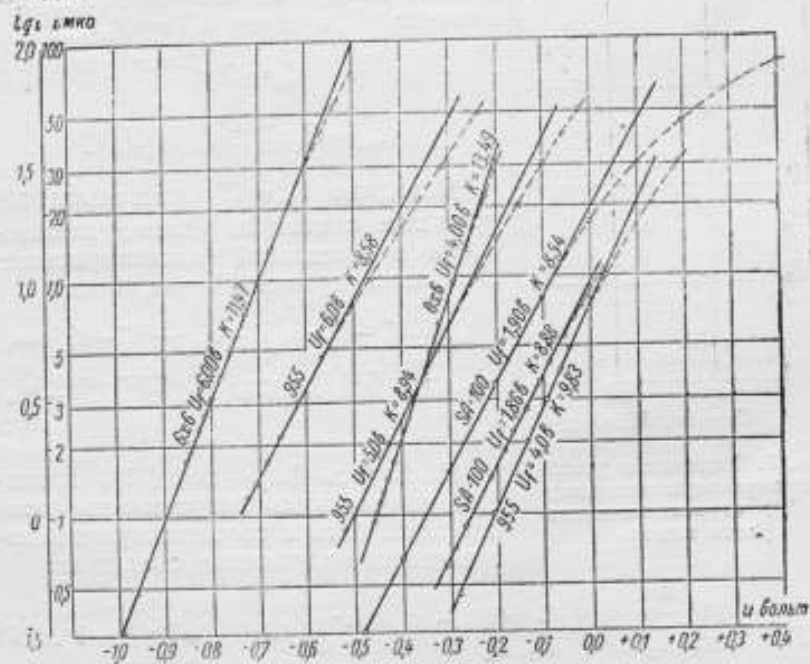
§ 7. Систематическая погрешность компенсационного метода измерения переменного напряжения, обусловленная отклонением реальной характеристики от экспоненциального закона

Опыт показывает, что по мере увеличения напряжения ток диода принимает меньшие значения, чем это следовало бы для экспоненты (фиг. 6).

Весьма хорошее приближение к реальной характеристике можно получить, если выразить ее в виде разности двух экспонент:

$$i = G_1 e^{K_1 u} - G_2 e^{K_2 u} \quad (13)$$

Первая представляет собой основную (будем называть ее „идеальной“) характеристику, которая при очень малых токах практически совпадает с реальной характеристикой и параметр K_1 , которой измеряется и входит в основную формулу метода.



Фиг. 6. Статические характеристики диодов

Параметры второй экспоненты (G_2 и K_2) подбираются таким образом, чтобы она лучше всего соответствовала разности между идеальной и реальной характеристиками.

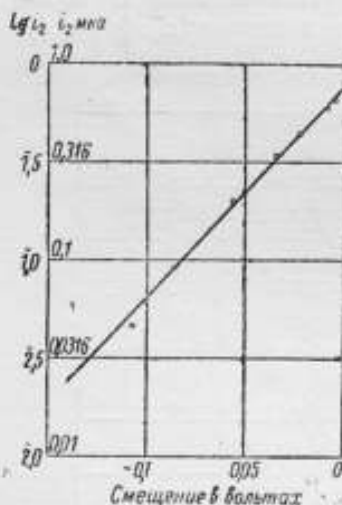
На фиг. 7 изображена для иллюстрации разность между экспонентной и реальной характеристиками диода SA-100, которая, как видно, также имеет экспоненциальный характер, но с другими параметрами.

Приложим к диоду с подобной характеристикой исходное отрицательное смещение U' :

$$i_0 = G_1 e^{-K_1 U'} - G_2 e^{-K_2 U'} \quad (14)$$

Затем, согласно основной методике, приложим измеряемое переменное напряжение $U_m \cos \omega t$ и увеличим одновременно отрицательное смещение до величины U'' , при котором индикатор укажет то же значение постоянной слагающей тока:

$$i_0'' = i_0' = G_1 e^{-K_1 U''} I_0(K_1 U_m) = G_2 e^{-K_2 U''} I_0(K_2 U_m). \quad (15)$$



Фиг. 7. Отклонение реальной характеристики диода SA-100 от экспоненциального закона

Положим теперь, что характеристика диода «идеальная», и приложим к диоду те же напряжения— вначале U' , а затем U'' и U_m :

$$i_{10}' = G_1 e^{-K_1 U'}, \quad (16)$$

$$i_{10}'' = G_1 e^{-K_1 U''} I_0(K_1 U_m). \quad (17)$$

Ясно, что $i_{10}' \neq i_{10}''$, поскольку напряжения заданы из условия компенсации на реальной характеристике. Нескомпенсированный ток равен:

$$\begin{aligned} \theta_{i_{10}} &= i_{10}'' - i_{10}' = (i_0'' - i_0') - (i_0'' - i_0') = \\ &= G_2 e^{-K_2 U''} [I_0(K_2 U_m) e^{-K_2 (U'' - U')} - 1]. \end{aligned} \quad (18)$$

Пользуясь формулой (11), приведем полученную погрешность компенсации тока к соответствующей погрешности напряжения смещения:

$$\theta_{\Delta U} = -\frac{1}{K_1} \frac{\theta_{i_{10}}}{i_{10}} = -\frac{1}{K_1} \frac{G_2}{G_1} e^{-(K_2 - K_1) U''} [I_0(K_2 U_m) e^{-K_2 \Delta U} - 1]. \quad (19)$$

С помощью несложных, но длинных преобразований эта формула может быть приведена к виду:

$$\theta_{\Delta U} = -\frac{1}{K_1} \frac{G_2}{G_1} \left(\frac{i_{10}}{G_1} \right)^{\frac{K_2}{K_1} - 1} \cdot [e^{m-n} - 1], \quad (20)$$

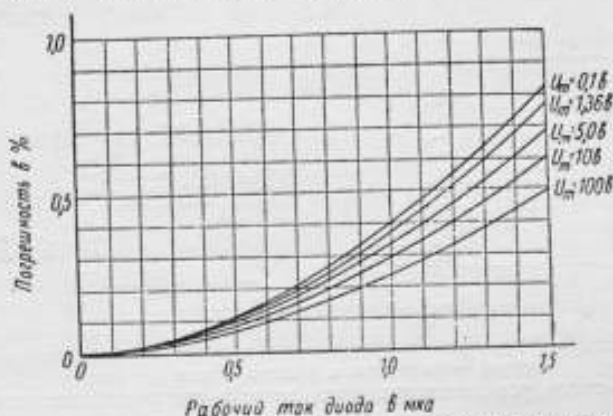
где

$$m = \frac{K_2}{K_1} \varphi(K_1 U_m),$$

$$n = \varphi(K_2 U_m).$$

$\varphi(K_1 U_m)$ и $\varphi(K_2 U_m)$ находятся по графику фиг. 4 по аргументам $K_1 U_m$ и $K_2 U_m$ (см. кривые для KU_m).

Формула (20) позволяет рассчитать для любого конкретного случая систематическую погрешность компенсирующего напряжения $\theta_{\Delta U}$ и внести соответствующую поправку к значению ΔU , полученному в результате измерения. После этого исправленным значением можно пользоваться для определения U_m так же, как если бы характеристика диода была чистой экспонентой с параметром K_1 . При необходимости следует для данного вольтметра заранее заготовить график погрешностей, охватывающий весь диапазон напряжений и возможных коле-



Фиг. 8. Систематическая погрешность измерения переменного напряжения от неэкспоненциальности характеристики диода SA-100 (знак погрешности отрицательный)

баний исходного тока. Такой график показан на фиг. 8 для высокочастотного диода типа SA-100.

С другой стороны, из графика, а также из формулы (20) следует, что, выбрав достаточно малый ток, при котором производится компенсация, можно снизить погрешность от неэкспоненциальности до ничтожной величины, благодаря чему становится излишним ее учет.

Однако работа при малых токах связана с увеличением влияния всякого рода утечек в измерительной схеме, которые могут внести погрешность. Рассмотрим эту погрешность.

§ 8. Систематическая погрешность от несовершенства изоляции

подавляющее большинство высокочастотных вольтметров имеет несимметричный вход, низкопотенциальный конец которого заземлен или соединен с корпусом. Такой точкой

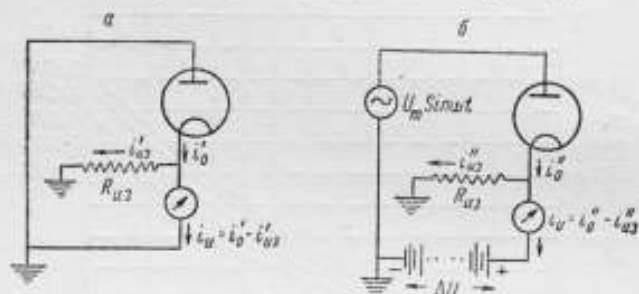
в компенсационном вольтметре является минус батареи смещения.

Несовершенство изоляции создает возможность утечек тока диода с катода прямо на корпус вольтметра помимо микроамперметра (фиг. 9).

Эти утечки обуславливают погрешность измерения, не зависящую от внутреннего сопротивления индикатора тока.

Рассмотрим этот случай.

На фиг. 9 изображена упрощенная принципиальная схема компенсационного вольтметра и обозначены токи и напряжения, соответствующие первой операции, т. е. установлению исходного тока через прибор (а), и концу второй операции



Фиг. 9. Упрощенная принципиальная схема компенсационного вольтметра с учетом токов утечки:
а—после установки исходного тока; б—после компенсации

измерения, т. е. моменту, когда действие поданного переменного напряжения скомпенсировано увеличением смещения на величину ΔU (б). Ток утечки через R_{u2} во втором случае больше на величину

$$i''_{u2} - i'_{u2} = \frac{\Delta U}{R_{u2}}, \quad (21)$$

так как потенциал катода относительно земли увеличивается на ΔU .

Ток через индикатор i_a в обоих случаях устанавливается один и тот же. Значит, ток диода во втором случае больше, чем в первом, настолько, насколько больше ток утечки.

Погрешность установки тока диода равна:

$$\theta_{i_0} = i''_{u2} - i'_{u2} = \frac{\Delta U}{R_{u2}}. \quad (22)$$

Переходя, согласно (11), к абсолютной погрешности напряжения смещения, получим:

$$\theta_{\Delta U} = -\frac{1}{K} \frac{\Delta U}{i_a R_{u2}}. \quad (23)$$

Относительная погрешность компенсационного напряжения

$$\theta_{0aU} = -\frac{1}{K i_0 R_{из}}. \quad (24)$$

Согласно формуле (7) относительная погрешность измеряемого переменного напряжения будет:

$$\theta_{0Um} = -\frac{p}{K i_0 R_{из}}. \quad (25)$$

Из формулы следует, что эта погрешность мало зависит от величины измеряемого напряжения ($0,5 < p < 1$), а определяется для данной лампы, главным образом, величиной исходного тока и сопротивлением изоляции катодной цепи. При $R_{из} = 100 \text{ мгом}$, токе $0,1 \text{ мка}$ и $K = 10$ погрешность $\theta_{0Um} = -1\%$. Таким образом, при практическом осуществлении вольтметра следует обеспечить по возможности тщательную изоляцию катодного провода и соединенных с ним элементов схемы относительно корпуса. Опыт показывает, что хорошие результаты дает метод эквипотенциальной изоляции, применяемый при точных потенциометрических измерениях. Снижать погрешность за счет значительного увеличения рабочего тока нельзя из-за возрастания рассмотренной ранее погрешности от неэкспоненциальности.

Практически нетрудно подобрать компромиссное значение рабочего тока, при котором суммарная погрешность от неэкспоненциальности и от утечек достаточно мала.

§ 9. Компенсационный вольтметр с применением компенсатора (потенциометра) постоянного тока

Принципиальная схема вольтметра изображена на фиг. 10. Здесь исходный ток диода устанавливается, в отличие от ранее рассматривавшейся схемы, выбором сопротивления R_1 такой величины, чтобы автоматическое падение напряжения на нем соответствовало выбранной рабочей точке.

Величина этого напряжения измеряется компенсатором в верхнем положении Π_1 (1-2) и служит мерой постоянного тока диода.

Сопротивления R_2 и R_3 — стандартный делитель напряжения для компенсаторов.

Конденсаторы C_1 и C_2 — блокировочные.

Методика измерения следующая.

1. Переключатель Π_1 устанавливают в положение 1-2, переключатель Π_2 — в положение 1.

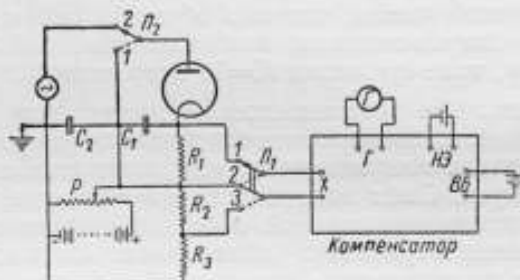
Измеряется падение напряжения на R_1 от тока диода при помощи компенсатора.

Эта операция соответствует первой операции компенсационного метода.

2. Переводят переключатель Π_2 в положение 2, подключая тем самым измеряемое напряжение. Предварительно, во избежание порчи гальванометра, следует ввести достаточно большое смещение при помощи потенциометра P .

Затем, регулируя смещение этим потенциометром, устанавливают ток гальванометра на нуль, не трогая курбелей компенсатора, т. е. устанавливают тот же ток диода, что и в п. 1.

3. Переводят Π_1 в положение 2—3 и при помощи компенсатора измеряют то добавочное смещение, которое было введено в п. 2 при компенсации тока детектирования; оно равно пока-



Фиг. 10. Принципиальная схема компенсационного вольтметра с применением компенсатора (потенциометра) постоянного тока

занию * курбелей компенсатора, умноженному на отношение $\frac{R_3 + R_2}{R_2}$. Полученное значение и будет представлять интересующую нас величину компенсирующего напряжения ΔU , входящую в формулу (2).

Для измерения параметра диода K в схеме с компенсатором целесообразно применить следующий метод двух сопротивлений.

При положениях переключателя Π_1 (1—2) и Π_2 (1) в катод диода попеременно включаются два сопротивления R'_1 и R''_1 и компенсатором измеряются соответствующие падения напряжения на них U' и U'' .

Токи диода будут соответственно

$$i'_0 = Ge^{-KU'} = \frac{U'}{R'_1}; \quad i''_0 = Ge^{-KU''} = \frac{U''}{R''_1}.$$

Поделив одно на другое и прологарифмировав, найдем:

$$K = 2,30 \frac{\lg \frac{R'_1}{R''_1} - \lg \frac{U'}{U''}}{U' - U''}. \quad (26)$$

Поскольку сопротивления R' и R'' могут быть заранее измерены весьма точно, а измерение напряжений производится потенциометром, — этот метод может обеспечить высокую точность и правильность измерения K при условии, что измерение производится в границах практически экспоненциального участка характеристики диода.

§ 10. Чувствительность компенсационного вольтметра с микроамперметром

Для схемы фиг. 1 с применением микроамперметра (цена деления которого равна α_1), где весь ток диода течет через индикатор и вызывает отклонение на n делений, цена деления по напряжению смещения, согласно формуле (11), будет:

$$\alpha_U = \frac{\alpha_1}{K I_0} = \frac{\alpha_1}{K n \alpha_1} = \frac{1}{K n}. \quad (27)$$

В этой схеме чувствительность по напряжению будет тем выше, чем больше K и число делений прибора n , при котором производится компенсация, и не зависит от чувствительности микроамперметра.

Таким образом, в этой схеме следует выбирать микроамперметр с возможно более широкой шкалой и большим числом отсчетных делений и рабочий ток устанавливать в конце шкалы.

Если микроамперметр имеет шкалу на 100 делений и рабочий ток устанавливается в конце шкалы, цена деления при $K = 10$ равна 0,001 в. Если же рабочий ток соответствует 1 делению шкалы, то цена деления вольтметра составит 0,1 в. Последний случай соответствует упоминавшемуся ранее упрощенному методу компенсации тока диода на нулевое значение.

Так как шкала микроамперметров на малые токи имеет не более 100 делений, то цена деления 0,001 в может считаться предельной для характеристики чувствительности компенсационного вольтметра по схеме фиг. 1.

§ 11. Чувствительность компенсационного вольтметра с компенсатором

Приращение напряжения смещения связано с приращением тока диода формулой (11). Если α цена деления гальванометра в схеме фиг. 10, то соответствующее приращение напряжения смещения на одно деление будет:

$$\alpha_U \approx \frac{1}{K} \cdot \frac{\alpha_1}{I_0}. \quad (28)$$

Так как в рассматриваемой схеме применяется нулевой гальванометр, то чувствительность вольтметра тем больше, чем

больше токовая чувствительность гальванометра, чем больше K и чем больше ток i_0 (последний не должен превышать величину, допустимую погрешностью от неэкспоненциальности).

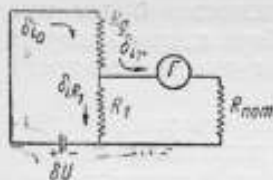
Соотношение (28) приближенно потому, что полное приращение тока диода разветвляется между цепью R_1 и цепью потенциометра с гальванометром обратно пропорционально их сопротивлениям. Разберем детальнее этот вопрос.

Обозначим внутреннее сопротивление потенциометра $R_{ном}$, а внутреннее сопротивление диода R_θ :

$$R_\theta = \frac{du}{di} = \frac{1}{Ki_0}. \quad (29)$$

Составим эквивалентную схему для приращений напряжений и токов (фиг. 11). В исходном положении имела место полная компенсация.

Затем напряжению смещения даю приращение δU , которое вызвало приращение токов диода δi_0 и гальванометра δi_z . Из эквивалентной схемы следует, что



$$\delta i_0 = \delta i_z \left(1 + \frac{R_{ном}}{R_1} \right), \quad (30)$$

$$\delta U = \delta i_0 R_\theta + \delta i_z R_{ном}. \quad (31)$$

Подставляя первое во второе и учитывая (29), получаем:

$$\delta U = \frac{\delta i_z}{Ki_0} \left(1 + \frac{R_{ном}}{R_1} + R_{ном} Ki_0 \right). \quad (32)$$

Таким образом, чувствительность по компенсирующему напряжению несколько ниже, чем по приближенной формуле (28).

Но так как внутреннее сопротивление компенсатора значительно меньше, чем сопротивление R_1 и R_θ , потеря чувствительности незначительна и, как показывает расчет, не превышает 10% по сравнению с методом прямого измерения тока микроамперметром, при одинаковой цене деления микроамперметра и гальванометра компенсатора. Но зато, применяя компенсацию, можно в десятки раз повысить чувствительность вольтметра выбором более чувствительного нулевого гальванометра, в то время как чувствительность вольтметра с микроамперметром ограничена числом делений шкалы.

Чувствительность вольтметра по переменному напряжению может быть оценена расчетом приращения последнего на 1° шкалы гальванометра. Согласно (12)

$$\alpha_{U_m} = \frac{\alpha_i}{Ki_0} \cdot q.$$

График фиг. 12 иллюстрирует расчетную величину абсолютной и относительной погрешностей измерения переменного напряжения, соответствующих отклонению на 1° от нулевого положения для гальванометра с ценой деления $\alpha_i = 2 \cdot 10^{-9}$ а/мм при $i_0 = 1$ мка и $K = 10$. Из графика видно, что чувствительность вольтметра с компенсатором значительно превосходит такую вольтметра с микроамперметром.

Расчетные данные характеризуют только чувствительность вольтметра. Погрешность может быть определена путем обработки результатов ряда измерений методами теории случайных погрешностей. Суммирование погрешности компенсирующего напряжения, полученной таким путем, с соответствующей погрешностью параметра K , согласно формуле (9), даст полную погрешность измерения переменного напряжения.

§ 12. Общая формула погрешности измерения параметра диода K методом двух сопротивлений

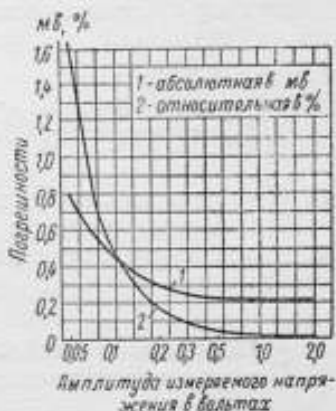
Выше было показано, что погрешность измерения переменного напряжения, особенно малых напряжений, определяется, наряду с погрешностью измерения компенсирующего напряжения, также погрешностью измерения параметра диода K . Выведем общую формулу погрешности измерения этого параметра методом двух сопротивлений, анализ которой позволит нам найти условия наибольшей точности измерения.

Основная формула измерения параметра K (26):

$$K = 2,30 \frac{\lg \frac{U''}{U'} \cdot \frac{R_1'}{R_1''}}{U' - U''}.$$

Сопротивления R_1' и R_1'' могут быть измерены с ничтожными погрешностями. Таким образом, погрешность K определяется, главным образом, погрешностями измерения U' и U'' . Дифференцируя формулу (26) как функцию двух переменных, найдем:

$$\frac{dK}{K} = \frac{1}{K(U' - U'')} \left[(KU'' + 1) \frac{dU''}{U''} - (KU' + 1) \frac{dU'}{U'} \right]. \quad (33)$$



Фиг. 12. Абсолютная и относительная погрешность, соответствующая отклонению на 1 деление гальванометра с постоянной $2 \cdot 10^{-9}$ а/мм (расчет)

Переходя от дифференциалов к погрешностям, следует учесть характер суммируемых погрешностей. В том случае, когда имеются систематические погрешности измерения напряжений $\theta_{0U'}$ и $\theta_{0U''}$, суммирование должно производиться алгебраически с учетом их знаков и формула для относительной погрешности измерения параметра K будет:

$$\theta_{0K} = \frac{1}{K(U' - U'')} [(KU'' + 1)\theta_{0U'} - (KU' + 1)\theta_{0U''}]. \quad (34)$$

Если же систематические погрешности исключены и имеются только случайные, то формула для погрешности измерения параметра будет:

$$\xi_{0K} = \frac{1}{K(U' - U'')} \sqrt{(KU' + 1)^2 \xi_{0U'}^2 + (KU'' + 1)^2 \xi_{0U''}^2}, \quad (35)$$

где ξ_0 — одна из относительных средних погрешностей.

При использовании в схеме вольтметра поверенного компенсатора систематические погрешности можно полагать исключенными.

§ 13. Условие наибольшей чувствительности метода двух сопротивлений для измерения параметра K

Теория метода двух сопротивлений исходит из экспоненциальности характеристики диода. Детальное исследование статических характеристик диодов показывает, что по мере увеличения тока имеет место систематическое отклонение от экспоненциальной зависимости. Влияние этого отклонения на правильность измерения переменного напряжения рассмотрено ранее. Однако для токов, не превышающих 1—2 мка, отклонения от экспоненты настолько малы, что лежат в пределах случайных погрешностей измерения тока. Это дает нам основание считать измерение параметра K в этой области характеристики свободным от систематических погрешностей, вызываемых неэкспоненциальностью характеристики.

Для получения наибольшей точности измерения K следует обеспечить условие наибольшей чувствительности метода измерения.

Поскольку измерение K производится по двум напряжениям U' и U'' , чувствительность метода измерения K может быть оценена величиной погрешности этого параметра, которая соответствует заданному отклонению от положения равновесия нулевого гальванометра компенсатора при измерении этих напряжений.

Из формулы (35) следует, что погрешность уменьшается с увеличением разности $U' - U''$. Так как ток i_0'' , по изложен-

ным выше соображениям, не следует выбирать больше 1—2 мка, то и соответствующее ему смещение U'' не может быть меньше определенной, для данной лампы и режима, величины.

Таким образом, увеличение разности $U' - U''$ возможно лишь за счет увеличения U' , т. е. уменьшения тока i'_0 . Но при этом, согласно формуле (11), должна уменьшаться чувствительность по напряжению и, значит, увеличиваться погрешность измерения напряжения U' ($\xi_{0U'}$). Следовательно, должен иметься где-то минимум погрешности измерения параметра K .

Найдем условия этого минимума, причем будем исходить из предположения, что отклонения нулевого гальванометра от положения равновесия имеют случайный характер и, следовательно, будем исходить из формулы (35).

Обозначим одну из средних погрешностей компенсации тока через ξ_{Iz} . Найдя соответствующие ей относительные погрешности измерения напряжений $\xi_{0U'}$ и $\xi_{0U''}$ и подставив их в формулу (35), получим после преобразований погрешность измерения параметра K равную:

$$\xi_{0K} = \frac{\xi_{Iz}}{i'_0} \sqrt{\frac{1 + e^{2y}}{y^2}}, \quad (36)$$

где

$$y = (U' - U'')K.$$

Взяв производную от подкоренного выражения по y и приравняв ее нулю, получим:

$$2y_{opt} = \ln\left(\frac{1}{y_{opt} - 1}\right). \quad (37)$$

Графическое решение этого трансцендентного уравнения дает

$$\left. \begin{aligned} y_{opt} &= 1,108, \\ (U' - U'')_{opt} &= \frac{1,108}{K}. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

При $K = 10$, $(U' - U'')_{opt} \approx 0,1$ в.

Наивыгоднейший меньший ток (i'_0) при заданном i''_0 определится:

$$i'_0 = i''_0 e^{-y_{opt}} = 0,33 i''_0. \quad (39)$$

Таким образом наивыгоднейшее отношение двух токов на характеристике, обеспечивающее оптимальную чувствительность измерения параметра K , равно 3.

Минимальную погрешность найдем, подставив (38) в (36):

$$\xi_{0Kmin} = 2,88 \frac{\xi_{I_2}}{i_0'} \quad (40)$$

Порядок этой погрешности иллюстрируется следующим примером. Пусть наибольшая возможная погрешность компенсации при измерении напряжений U' и U'' составит $\pm 0,3$ деления нулевого гальванометра. При цене деления $\alpha_i = 2 \cdot 10^{-9}$ а/дел:

$$\delta_{umI_2} = 0,3 \cdot 2 \cdot 10^{-9} \text{ а} = 0,6 \cdot 10^{-9} \text{ а}.$$

При наибольшем токе экспоненциального участка характеристики $i_0' = 1,5$ мка предельная погрешность измерения будет:

$$\delta_{0umK} = \pm 0,11\%.$$

Как видно, чувствительность метода двух сопротивлений достаточно высока.

Полученная величина может служить только мерой чувствительности, и полная погрешность параметра K может быть определена только обработкой результатов ряда измерений.

Суммирование погрешности параметра K с соответствующей погрешностью компенсирующего напряжения ΔU , согласно формуле (9), дает полную погрешность измерения переменного напряжения.

Экспериментальное исследование вольтметра, принципиальная схема которого изображена на фиг. 10, показало, что при рабочем токе диода порядка 0,3 мка и при применении компенсатора с гальванометром, имеющим постоянную $7,6 \cdot 10^{-9}$ а, предельная погрешность среднего арифметического из трех измерений не превышает: $\pm 0,5\%$ — при величине измеряемого напряжения 0,3 в, $\pm 0,15\%$ — при напряжении 1 в и $\pm 0,1\%$ — при напряжении больше 2 в.

Систематические погрешности от утечек и неэкспоненциальности не превосходят при этом 0,1%.

Указанные цифры не учитывают частотных погрешностей, зависящих от конструктивных особенностей самого диода и измерительной головки, в которой он помещается. Эти погрешности, как указывалось ранее, могут быть исключены внесением соответствующих поправок.

§ 14. Заключение

В настоящей работе дается общий анализ основных погрешностей метода измерения переменного напряжения путем компенсации тока детектирования при экспоненциальной характе-

ристике выпрямителя и выводятся формулы для суммирования частных погрешностей.

Выведены расчетные формулы для исключения систематических погрешностей, вызываемых отклонением характеристики выпрямителя от экспоненциального закона и несовершенством изоляции.

Описывается принципиальная схема вольтметра с использованием компенсатора постоянного тока и методика измерений.

Обосновываются условия, обеспечивающие наибольшую чувствительность и правильность измерения переменного напряжения.

На основании изложенного в настоящей работе, можно сделать вывод, что компенсационный метод измерения переменного напряжения, особенно при применении компенсатора постоянного тока, может обеспечить правильное и достаточно точное измерение переменного напряжения, и его можно рекомендовать в качестве образцового при поверках высокочастотных вольтметров.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАЗЦОВОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

§ 1. Введение

Значительное развитие импульсной радиотехники расширило область применения существующих в настоящее время пиковых вольтметров и вызвало необходимость разработки новых типов вольтметров, которые могут быть использованы для измерения максимальных значений импульсных напряжений. Вследствие того что погрешности указанных вольтметров сильно возрастают при переходе от переменных к импульсным напряжениям, возникает необходимость проверки их непосредственно при импульсных напряжениях. При этом форма, длительность и период повторения импульсов, при которых производится проверка, должны соответствовать области применения поверяемого прибора.

В настоящее время исключительно большое значение в практике приобрело использование коротких импульсов длительностью от 0,5 до 15—20 мксек, с периодом повторения от 0,1 до 10 мсек.

Поэтому интерес представляет, в первую очередь, установление проверки при указанных коротких импульсах. При этом форму их целесообразно выбирать прямоугольной, в силу как широкого распространения ее в практике, так и большой ее определенности.

Однако надо отметить, что в ряде случаев может оказаться желательным производить проверку и при других формах напряжения.

Из сказанного следует, что образцовая установка, предназначенная для проверки импульсных вольтметров, должна состоять:

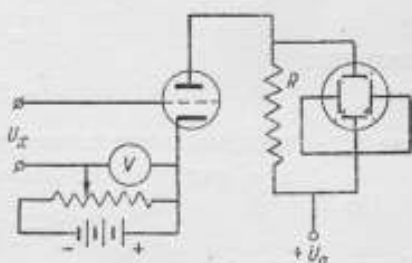
1) из импульсного генератора, создающего импульсы различной формы, длительностью от 0,5 до 20 мксек, с периодом повторения от 0,1 мсек до 10 мсек;

2) из образцового вольтметра, служащего для измерения максимальных значений напряжения этих импульсов.

В данной статье проводится исследование одного из методов, который может быть использован при выполнении указанного образцового вольтметра, и именно компенсационного метода измерения максимальных значений импульсных напряжений с катодной трубкой в качестве индикатора.

§ 2. Компенсационный вольтметр с катодной трубкой в качестве индикатора

На фиг. 1 представлена принципиальная схема компенсационного вольтметра. Принцип его работы заключается в том, что измеряемое и компенсирующее постоянное напряжения включаются в сеточную цепь усиленной лампы. Регулирующей величины компенсирующего напряжения добиваются того, чтобы смещение луча индикаторной катодной трубки, включенной в анодную цепь той же лампы, при наличии измеряемого напряжения в точности соответствовало бы смещению при отсутствии его. Соблюдение этого условия имеет место при равенстве между максимальным значением измеряемого напряжения и величиной приращения компенсирующего напряжения.



Фиг. 1. Принципиальная схема компенсационного вольтметра

Пусть начальный анодный ток будет

$$I_{a_0} = f(U_{упр_0}),$$

где

$$U_{упр_0} = -U_{g_0} + D_a(U_a - I_{a_0}r_a) + D_s(U_s - I_{s_0}r_s); \quad (1)$$

U_{g_0} — начальное напряжение смещения сетки;

D_a — анодная проницаемость;

D_s — проницаемость экранной сетки;

r_a — сопротивление анодной цепи постоянному току;

r_s — сопротивление цепи экранной сетки постоянному току;

U_a — анодное напряжение;

U_s — напряжение экранной сетки;

I_{a_0} — начальный анодный ток;

I_{s_0} — начальный ток экранной сетки.

Падение напряжения на сопротивлении R анодной нагрузки при прохождении тока I_{a_0} будет:

$$U_0 = I_{a_0}R.$$

Подводимое к пластинам катодной трубки напряжение U_0 сместит светящееся пятно на экране трубки в некоторую точку I_0 .

При включении измеряемого напряжения U_x компенсирующее напряжение $U_{гк}$ устанавливается таким образом, чтобы конец светящейся линии на экране трубки совпал бы с начальной точкой I_0 . Это имеет место в том случае, когда максимальное значение напряжения на сопротивлении анодной нагрузки U_m при включенном измеряемом напряжении равно U_0 .

В случае, когда сопротивления всех цепей схемы одинаковы как при переменном, так и при постоянном токе—из условия

$$U_m = U_0,$$

получим

$$I_{am} = I_{a0}, \quad (2)$$

где I_{am} — максимальное значение анодного тока при включенном измеряемом напряжении.

Но

$$I_{am} = f(U_{упрм}). \quad (3)$$

Следовательно,

$$U_{упрм} = U_{упр0}, \quad (4)$$

где

$$U_{упрм} = -U_{г0} - U_{гк} + U_{xm} + D_a(U_a - I_{am}r_a) + D_s(U_s - I_{sm}r_s);$$

U_{xm} — максимальное значение измеряемого напряжения;

I_{sm} — максимальное значение тока экранной сетки.

Из (4) вытекает, что

$$I_{sm} = I_{s0},$$

вследствие чего, на основании того же равенства (4), получим:

$$U_{гк} = U_{xm}, \quad (5)$$

т. е. максимальное значение измеряемого напряжения, независимо от его формы, равно величине компенсирующего напряжения. Этот вывод сделан при допущении равенства сопротивлений всех элементов схемы при переменном и постоянном токе.

Существующее в действительности различие между этими сопротивлениями определит погрешность метода.

§ 3. Погрешность компенсационного вольтметра, определяемая сопротивлением анодной нагрузки

Как видно из фиг. 1, сопротивление R анодной нагрузки шунтируется емкостью C , образуемой:

- 1) емкостью между отклоняющими пластинами трубки,

- 2) емкостью анод-катод лампы,
- 3) емкостью монтажа схемы.

Наличие этой емкости вызывает различие величины сопротивления анодной нагрузки постоянному и переменному току. Для проведения расчета погрешности, вызываемой этим обстоятельством, предположим характеристику лампы в виде ломаной прямой (фиг. 2). Пусть начальная рабочая точка соответствует сеточному смещению $-U_{g0}$. Тогда при включении измеряемого и компенсирующего напряжений она, очевидно, сместится в точку, соответствующую напряжению $-(U_{g0} + U_{gk})$. При этих условиях измеряемое напряжение U_{xm} может рассматриваться в виде суммы двух слагаемых:

$$U_{xm} = U_{xm_1} + U_{xm_2}.$$

U_{xm_1} равно разности между напряжением, соответствующим отсечке анодного тока $U_{g_{отс}}$ и $(U_{gk} + U_{g0})$.

В течение времени действия напряжения U_{xm_1} анод-

ный ток равен нулю, следовательно, можно считать, что эта величина напряжения сравнивается с постоянным компенсирующим напряжением без погрешности. Второе слагаемое U_{xm_2} равно разности между максимальным значением измеряемого напряжения U_{xm} и напряжением отсечки $U_{g_{отс}}$. В течение времени действия этого напряжения анодный ток отличен от нуля. Следовательно, при сравнении его с компенсирующим напряжением должна возникать погрешность, обусловленная частотной характеристикой анодной нагрузки.

Соответственно с этим и компенсирующее напряжение может быть разбито на две части:

$$U_{gk} = U_{g1} + U_{g2},$$

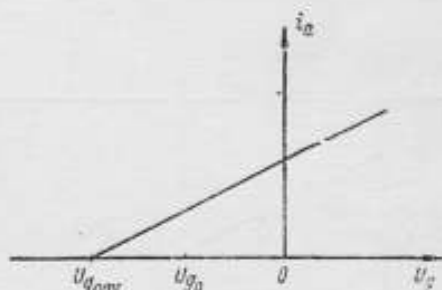
где

$$U_{g1} = (U_{g0} + U_{gk}) - U_{g_{отс}} \quad \text{и} \quad U_{g2} = U_{g_{отс}} - U_{g0}.$$

Все использованные обозначения указаны на фиг. 3.

На основании изложенного, погрешность измерения будет определяться разностью между U_{g2} и U_{xm_2} .

Для вычисления этой погрешности схему фиг. 1 представим в виде эквивалентной схемы фиг. 4. В этой схеме рас-



Фиг. 2. Идеализированная характеристика лампы

считается работа лампы при величинах сеточных напряжений

$$|U_g| < |U_{g_{омс}}|.$$

μ и R_i представляют коэффициент усиления и внутреннее сопротивление лампы, соответственно.

Дифференциальное уравнение схемы фиг. 4 можно, очевидно, написать в виде:

$$\dot{U}_c + \frac{1}{R_0 C} U_c = \frac{S}{C} U_{g'} \quad (6)$$

где

$$U_c = \frac{1}{C} \int i_c dt,$$

i_c — мгновенное значение тока, проходящего через емкость C ;

$$S = \frac{\mu}{R_i}; \quad \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_i}.$$

Решение уравнения (6) позволяет найти погрешность, определяемую влиянием анодной нагрузки, для различных форм импульсов.

Рассмотрим случай импульса прямоугольной формы.

В силу того, что на показания компенсационного вольтметра оказы-

Фиг. 3. Включение в цепь сетки компенсационного вольтметра импульсного напряжения треугольной формы

вает влияние лишь искажение максимального значения импульса, то решение уравнения (6) для импульсов прямоугольной формы с максимальным значением $U_{x_{m2}}$ сводится к рассмотрению случая включения постоянного напряжения той же величины $U_{x_{m2}}$ и определению величины U_{c_m} через промежуток времени τ , равный длительности импульса.

Следовательно, уравнение (6) можно переписать в виде:

$$\dot{U}_c + \frac{1}{R_0 C} U_c = \frac{S}{C} U_{x_{m2}}.$$

Решение его для момента времени τ и нулевых начальных условий будет:

$$U_{c_m} = \left(1 - e^{-\frac{\tau}{R_0 C}}\right) R_0 S U_{x_{m2}}. \quad (7)$$

Компенсация отклонения луча на экране катодной трубки, производимого напряжением U_{cm} , достигается путем включения компенсирующего постоянного напряжения U_{g2} , величина которого, согласно (7), определяется из условия:

$$U_{cm} = SR_0 U_{g2}. \quad (8)$$

Сравнивая (7) и (8), получим:

$$U_{g2} = \left(1 - e^{-\frac{t}{R_0 C}}\right) U_{xm2},$$

откуда относительная погрешность измерения, вызываемая конечной величиной постоянной времени анодной нагрузки, будет:

$$\theta_{a0} = \frac{U_{g2} - U_{xm2}}{U_{xm2}} = \frac{e^{-\frac{t}{R_0 C}} U_{xm2}}{U_{xm2}}. \quad (9)$$

Производя аналогичные, хотя и значительно более громоздкие вычисления, приходим к следующим выражениям для погрешностей θ_{a0} в случае импульсов синусоидальной и треугольной формы.

Синусоидальный импульс

$$\theta_{a0} = \sin(\omega t_1 + \psi) - 1, \quad (10)$$

где ψ — угол отсечки, определяемый из условия:

$$|U_{gx} + U_{g0}| - |U_{gome}| = U_{xm} \sin \psi,$$

t_1 — момент времени, при котором величина U_c будет иметь максимальное значение и определяемый из условия:

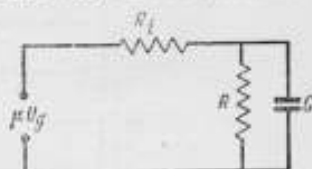
$$e^{-\frac{t_1}{R_0 C}} \cos(\psi - \varphi) = \cos(\omega t_1 + \psi - \varphi), \quad \text{tg } \varphi = \omega CR.$$

Треугольный импульс

$$\theta_{a0} = -\frac{t_1'}{\tau_2}, \quad (11)$$

где t_1' — момент времени, при котором U_c будет иметь максимальное значение;

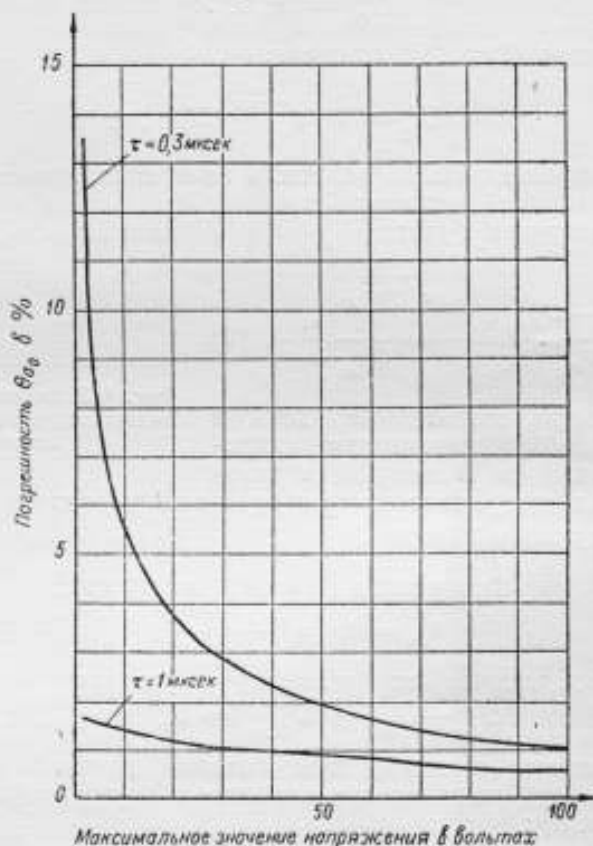
$$\tau_2 = \frac{U_{xm}}{U_{xm2}} \cdot \tau_1$$



Фиг. 4. Эквивалентная схема компенсационного вольтметра

Значение приведенных величин показано на фиг. 3.

Зависимость погрешности θ_{a0} от длительности и величины импульса, вычисленная по формулам (10) и (11), представлена на фиг. 5, 6, 7 и 8 для значения постоянной времени анодной цепи $R_0C = 6 \cdot 10^{-8}$ сек. и напряжения сеточного смещения — 3,5 в.

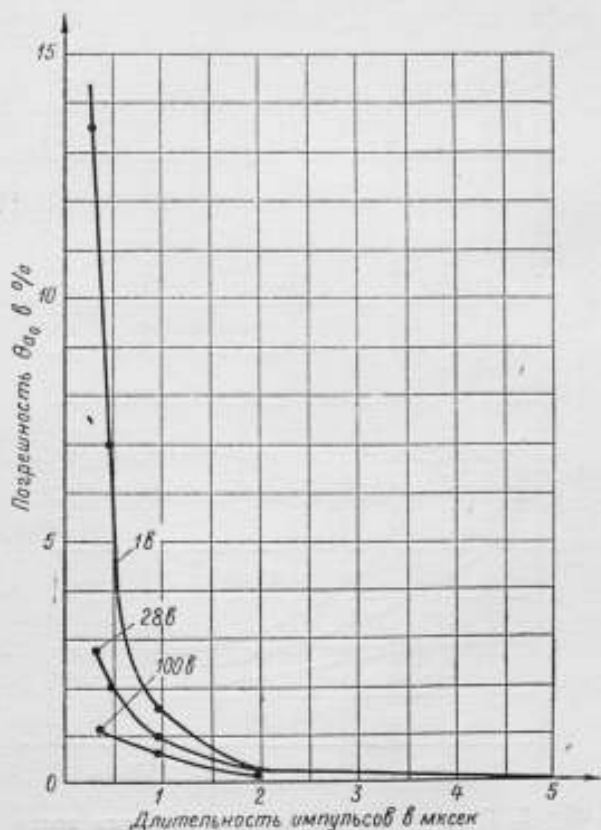


Фиг. 5. Зависимость погрешности θ_{a0} от максимального значения измеряемого напряжения для синусоидальных импульсов

При этих условиях погрешность θ_{a0} для импульсов прямоугольной формы уже при длительности их в 0,5 мксек имеет достаточно малую величину порядка 0,03%, резко уменьшаясь при удлинении импульсов.

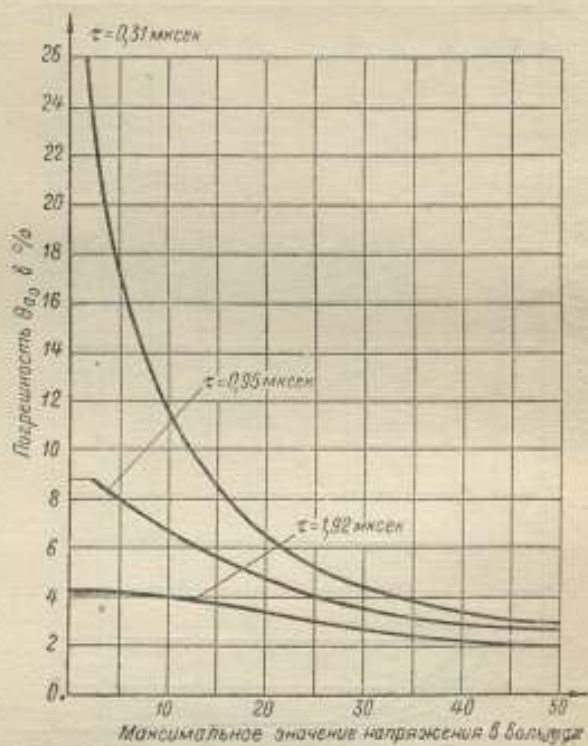
Анализ полученных формул показывает, что рассматриваемая погрешность возникает благодаря конечной скорости нарастания импульса в анодной цепи. Величина ее при заданной форме и длительности импульса определяется постоянной вре-

мени анодной цепи и начальным положением рабочей точки на характеристике лампы. Уменьшение постоянной времени и увеличение абсолютной величины сеточного смещения приводят к уменьшению погрешности θ_{a0} . Однако при этом также происходит и уменьшение чувствительности схемы, что ограни-



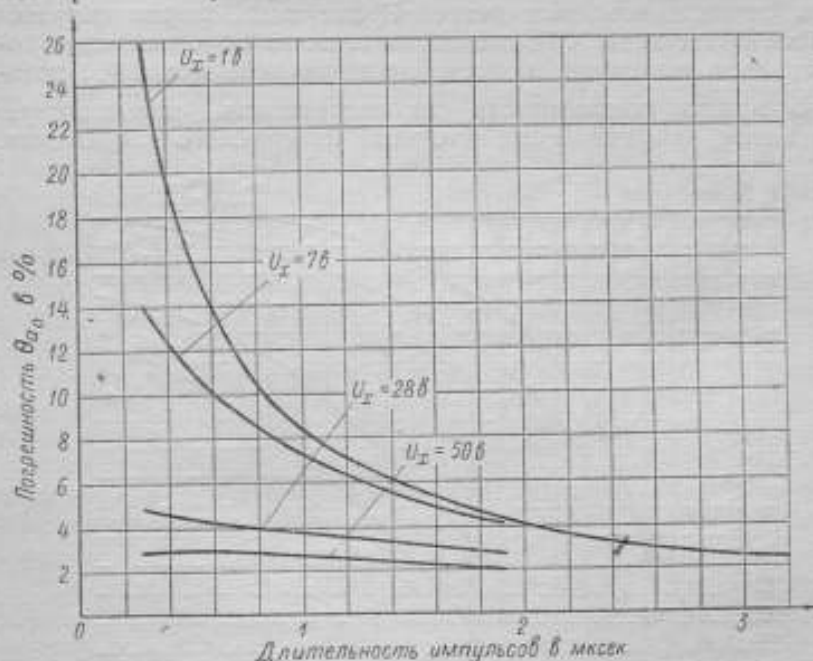
Фиг. 6. Зависимость погрешности θ_{a0} от длительности импульсов при синусоидальной форме импульсов

чивает возможность снижения величины θ_{a0} . Выбор величины R_0C , обеспечивающий достаточную скорость нарастания переднего фронта импульса, одновременно с этим определяет и достаточную скорость спадания его заднего фронта. Для преобладающего большинства встречаемых на практике случаев период повторения превышает длительность импульса не менее чем в четыре раза. Как нетрудно показать, вследствие этого к началу действия каждого последующего импульса изменение состояния системы, вызванное предыдущим импульсом,



Фиг. 7. Погрешность δ_{a0} компенсационного вольтметра в зависимости от максимального значения измеряемого напряжения для импульсов симметричной треугольной формы

успевают прекратиться. Иначе говоря, можно считать, что показания рассматриваемого вольтметра не зависят от периода повторения импульсов.



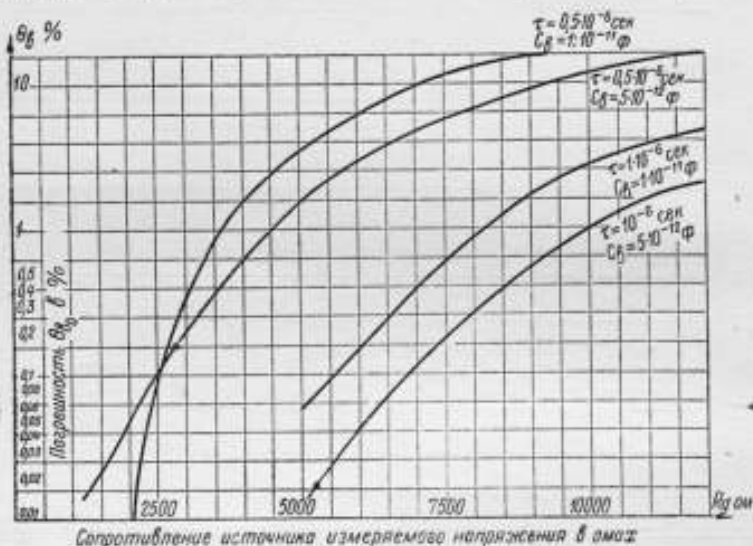
Фиг. 8. Погрешность θ_{a0} компенсационного вольтметра в зависимости от длительности импульсов для импульсов симметричной треугольной формы

Сравнение (9), (10), (11) и фиг. 5, 6, 7 и 8 показывает, что величина погрешности θ_{a0} резко зависит от формы импульсов.

§ 4. Влияние сопротивления источника измеряемого напряжения на погрешность компенсационного вольтметра

Обычно выходные цепи источников импульсных напряжений имеют относительно небольшое сопротивление, значительно меньше входного сопротивления компенсационного вольтметра, работающего при отсутствии сеточных токов. Поэтому подключение такого вольтметра к источнику импульсного напряжения равносильно подключению лишь некоторой емкости C_{a1} , представляющей собой входную емкость сетка-катод лампы. Эта емкость, увеличивая постоянную времени выходной цепи источника, вызовет уменьшение скорости на-

растания переднего фронта импульса. Таким образом, в течение времени длительности импульса величина его не будет успевать нарасти до того значения, которое установилось бы при отключенном вольтметре. Кроме того, форма импульса также будет иной. Оба эти обстоятельства обуславливают погрешность измерения компенсационного вольтметра θ_{a0} , которую можно рассматривать как погрешность, определяемую влиянием сопротивления источника измеряемого напряжения.



Фиг. 9. Зависимость погрешности θ_{a0} от сопротивления источника измеряемого напряжения

На фиг. 9 приведена зависимость погрешности θ_{a0} от величины выходного сопротивления источника напряжения, вычисленная для двух значений выходной емкости источника

$$C_a = 5 \cdot 10^{-12} \text{ ф} \quad \text{и} \quad C_a = 1 \cdot 10^{-11} \text{ ф},$$

и двух значений длительности импульсов ($\tau = 0,5$ мксек и $\tau = 1$ мксек), при входной емкости вольтметра $C_{g1} = 1,5 \cdot 10^{-11}$ ф, и постоянной времени анодной цепи $6 \cdot 10^{-8}$ сек.

Для того чтобы сделать соответствующие выводы из приведенных кривых, следует отметить, что величина постоянной времени выходной цепи источника $R_g C_a$ не может быть взята произвольно, а должна удовлетворять определенным условиям. Эти условия вытекают из необходимости получения импульсов с заданной характеристикой.

К импульсу прямоугольной формы обычно предъявляют следующие требования, определяющие его передний фронт: за время, равное 0,1 от его полной длительности, он должен нарастать примерно до 98% от своего максимального значения. При этом предположении постоянная времени выходной цепи определяется условием $R_g C_g = 0,026 \tau$, определяющим допустимое выходное сопротивление источника. На кривых фиг. 9 кружками отмечены величины погрешностей, соответствующие этим величинам сопротивлений при $C_g = 5 \cdot 10^{-12} \text{ ф}$. Нанести те же величины при $C_g = 1 \cdot 10^{-11} \text{ ф}$ оказалось невозможным ввиду того, что соответствующие вычисленному сопротивлению R_g погрешности оказались меньше 0,01%.

Существование источников напряжения, выходная емкость которых имела бы величину значительно меньшую $5 \cdot 10^{-12} \text{ ф}$, вряд ли возможно, поэтому, как следует из кривых фиг. 9, в случае прямоугольных импульсов погрешность $\theta_{\text{в}}$ имеет сравнительно небольшую величину порядка 0,15% при длительности импульсов в 0,5 мксек, уменьшаясь при удлинении их.

Следует отметить, что кривые фиг. 9 были вычислены при определенной величине постоянной времени анодной цепи вольтметра. При увеличении $R_0 C$ погрешность $\theta_{\text{в}}$ резко возрастает.

По аналогии с результатами вычисления $\theta_{\text{в}}$, определяющей влияние анодной нагрузки, можно предположить, что при импульсных напряжениях других форм эта погрешность должна значительно возрасти. Однако при использовании рассматриваемого вольтметра для поверочных целей величина $\theta_{\text{в}}$ может быть сделана достаточно малой, благодаря применению специального источника напряжения с малым выходным сопротивлением.

§ 5. Влияние катодной трубки и сопротивления источников питания лампы на погрешность компенсационного вольтметра

Пучок электронов катодной трубки проходит пространство между системой отклоняющих пластин и экраном, подвергаясь воздействию полей, образуемых потенциалами экрана и распределением зарядов в указанном пространстве, включая сюда и заряды, расположенные по стенкам трубки. Эти поля различны при постоянном и переменном напряжениях на отклоняющих пластинах. Поэтому одно и то же отклонение луча получается при величинах этих напряжений, отличающихся на некоторую величину Δ , определяющую погрешность катодной трубки уже при низких частотах. Вторым фактором, также вызывающим погрешность вольтметра при низких ча-

стотах, является различие сопротивления источников питания лампы для переменного и постоянного тока при питании лампы от выпрямителя. Опуская все промежуточные вычисления, приводим окончательное выражение для погрешности компенсационного вольтметра, определяемой обоими указанными факторами:

$$\theta_n = -\frac{\Delta}{RS} + D_s r_s I_{s0} + D_a r_a I_{a0} - D_a \Delta, \quad (12)$$

где r_s и r_a — выходные сопротивления постоянному току источников напряжения экранной сетки и анода, соответственно;

I_{s0} и I_{a0} — начальные значения токов экранной сетки и анода.

Остальные обозначения были указаны выше. Величина θ_n зависит от яркости луча катодной трубки, величины измеряемого напряжения и типа усилительной лампы.

§ 6. Результаты эксперимента

Экспериментальное исследование компенсационного вольтметра было проведено на макете, схема которого представлена на фиг. 10. Выбор лампы определялся требованием получения большого коэффициента усиления при небольшой величине $\frac{I_a}{S}$. На этом основании была выбрана лампа типа 6Ж2М. После выполнения монтажа схемы емкость между анодным и катодным зажимами схемы, при отпаянном одном из концов сопротивления R анодной нагрузки, оказалась равной $C \approx 20$ мккф. Эта величина и учитывалась при расчете высокочастотной погрешности схемы. Величина сопротивления анодной нагрузки R , как было указано выше, определяется величиной допустимой высокочастотной погрешности.

В случае измерения напряжения импульсов прямоугольной формы в данной схеме может быть взята величина $R=5000$ ом. Погрешность, обуславливаемая анодной нагрузкой для коротких импульсов длительностью $\tau=0,5$ мксек, при этом не превысит 0,7% при малых напряжениях.

Кривая, определяющая чувствительность рассматриваемой схемы в зависимости от величины сеточного смещения, представлена на фиг. 11. Кружками на этой кривой обозначены экспериментальные точки. Как было показано выше, систематическая погрешность возникает лишь при измерении переменных напряжений. Поэтому средняя квадратичная погрешность ряда измерений была определена путем измерения компенсационным вольтметром постоянного напряжения. Она оказалась равной 0,01 %.

Точность определения низкочастотной погрешности в первую очередь определяется точностью прибора, при помощи

которого выполняется измерение максимальных значений напряжения низкой частоты, подводимого к рассматриваемому компенсационному вольтметру. Применение приборов, показывающих действующее значение переменного напряжения, вызывает в данном случае затруднение. Это затруднение заключается в необходимости последующего пересчета с действующего на амплитудное значение, что требует хорошей фильтрации переменного напряжения. Получение переменного напряжения низкой частоты с достаточно малым клирфактором возможно лишь при использовании сложных фильтров. Кроме того, установление формы кривой, полученной после фильтрации, также трудно выполнимо.

Поэтому при определении низкочастотной погрешности компенсационного вольтметра был применен диодный ограничитель, позволяющий на основании градуировки, произведенной на постоянном токе, определять максимальные значения переменных напряжений с относительно большой степенью точности.

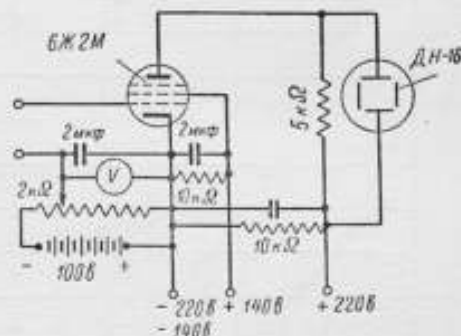
Схема диодного ограничителя для случая ограничения выходного напряжения лишь в течение одного полупериода представлена на фиг. 12.

Принцип действия ее хорошо известен и заключается в следующем.

При нарастании величины мгновенного значения напряжения U_1 , подаваемого на входные клеммы ab диодного ограничителя, напряжение U_2 между его выходными клеммами $вг$ будет точно равно входному напряжению до тех пор, пока напряжение U_1 не достигнет такой величины U_1 , когда через диод начнет проходить ток i . При этом напряжение U_2 будет отличаться от входного напряжения U_1 на величину iR_1 .

При достаточно большой величине R_1 разность $U_2 - U_1$ будет настолько мала, что форма выходного напряжения в течение одного полупериода будет близка к трапециoidalной, при синусоидальной форме входного напряжения.

В течение другого полупериода диод все время заперт, и напряжение U_2 будет точно равно напряжению U_1 . Обычно характеристика диода представляется в виде ломаной прямой. При этом допущении ток через диод начнет проходить, когда напряжение, приложенное между анодом и катодом диода,

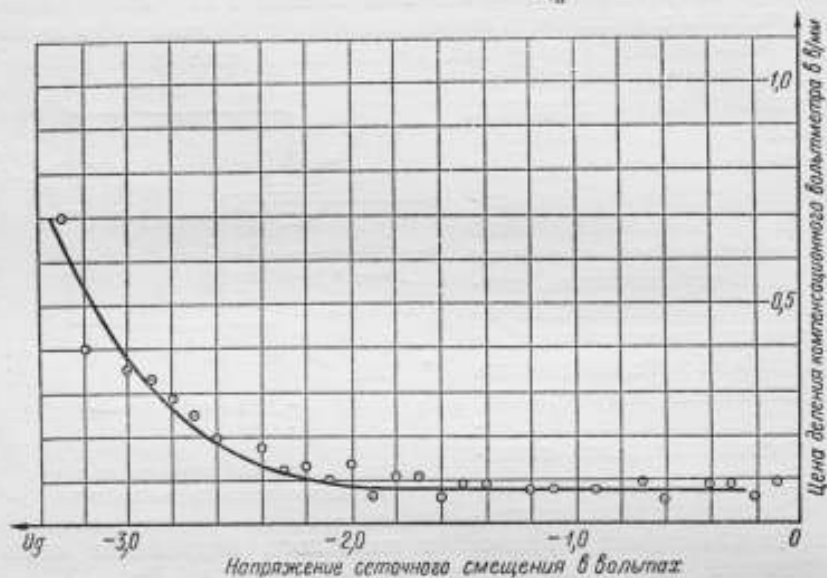


Фиг. 10. Экспериментальная схема компенсационного вольтметра

становится больше нуля. Сопротивление отпертого диода будет постоянным и равным R_d .

При таких допущениях превышение выходного напряжения U_2 по сравнению с напряжением аккумулятора E будет:

$$\Delta U = U_2 - E = \frac{U_1 - E}{1 + \frac{R_1}{R_d}}$$



Фиг. 11. Чувствительность компенсационного вольтметра в зависимости от величины напряжения сеточного смещения

Из полученного выражения следует, что увеличение сопротивления R_1 и выбор диода с малым внутренним сопротивлением приводит к уменьшению величины ΔU .

Это свойство схемы, позволяющее с значительной степенью точности поддерживать постоянство выходного напряжения, и дает возможность применить ее при исследовании приборов с большим входным сопротивлением. Преимущество такой схемы заключается в том, что определение зависимости ΔU от входного напряжения U_1 можно произвести при постоянном напряжении. Причем, благодаря тому что величина ΔU мала по сравнению с U_2 , то и погрешность ее определения мало скажется на погрешности определения величины U_2 .

Для того чтобы рассчитать погрешность, получающуюся при определении выходного напряжения диодного ограничителя, произведем расчет его, не прибегая к идеализации характеристики диода.

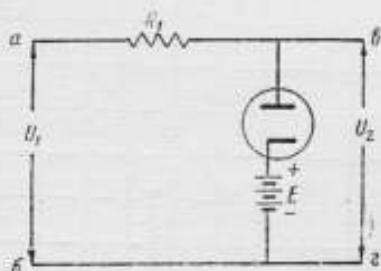
Ввиду того что в диодном ограничителе диод работает при очень малых токах, характеристику его можно представить в виде экспоненциальной функции

$$i = I_0 e^{K U_a}, \quad (13)$$

где

- i — ток диода;
 - U_a — напряжение, приложенное между анодом и катодом диода;
 - I_0 — ток диода при $U_a = 0$;
 - K — параметр диода, зависящий от температуры катода.
- Согласно схеме фиг. 12

$$U_2 = E + U_a = U_1 - R_1 I_0 e^{K(U_1 - IR_1 - E)} = U_1 - R_1 I_0 e^{K(U_1 - E)}. \quad (14)$$



Фиг. 12. Диодный ограничитель

Для определения величины U_2 производится измерение величин R_1 , I_0 , K , E и U_1 , поэтому погрешность измерения определится выражением:

$$\mu_y = \sqrt{D_{U_1}^2 + D_{R_1}^2 + D_{I_0}^2 + D_K^2 + D_E^2},$$

где D_i — частные погрешности пяти указанных величин.

На основании (14) будем иметь:

$$D_{U_1} = \frac{\mu_{U_1}}{1 + R_1 K i}; \quad D_{R_1} = -\frac{\mu_{R_1} i}{1 + R_1 K i}; \quad D_{I_0} = -\frac{i}{I_0} \frac{R_1 \mu_{I_0}}{1 + R_1 K i};$$

$$D_K = -\frac{R_1 i (U_2 - E)}{1 + R_1 K i} \mu_K; \quad D_E = \frac{R_1 K i}{1 + R_1 K i} \mu_E,$$

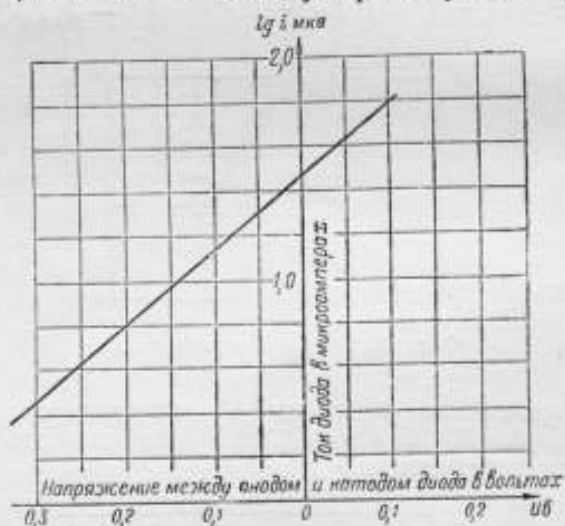
где μ_{U_1} , μ_{R_1} , μ_{I_0} , μ_K и μ_E — наибольшие возможные погрешности измерения величин U_1 , R_1 , I_0 , K и E .

Из полученных выражений следует, что для уменьшения величины погрешности определения выходного напряжения ограничителя нужно выбирать диоды с большими K и I_0 .

Сопротивление R_1 также целесообразно выбирать по возможности большим. Однако при этом надо учитывать то обстоятельство, что в цепи сетки компенсационного вольтметра текут небольшие ионные токи i_a , которые при чрезмерно большом сопротивлении R_1 могут вызвать заметную погрешность, определяемую величиной

$$\Delta = i_a R_1.$$

При испытании лампы 6Ж2М, работающей в схеме компенсационного вольтметра, не было обнаружено ионных токов, превышающих $1 \cdot 10^{-8}$ а. Поэтому при сопротивлении порядка



Фиг. 13. Статическая характеристика диода LG-1

$R_1 = 3 \cdot 10^5$ ом вызываемая ими погрешность не превысит 0,003 в. Дальнейшее увеличение значения сопротивления R_1 нежелательно из-за возможности паразитного самовозбуждения колебаний в схеме компенсационного вольтметра при включении диодного ограничителя в его входную цепь.

Экспериментальная схема диодного ограничителя была собрана с диодом LG-1, статическая характеристика которого приведена на фиг. 13.

Из этой характеристики были определены величины K и I_0 . Сопротивление R_1 было выбрано равным $3 \cdot 10^5$ ом. При выбранных условиях $R_1 K i = 69$, поэтому единицей в знаменателе выражений для частных погрешностей можно пренебречь.

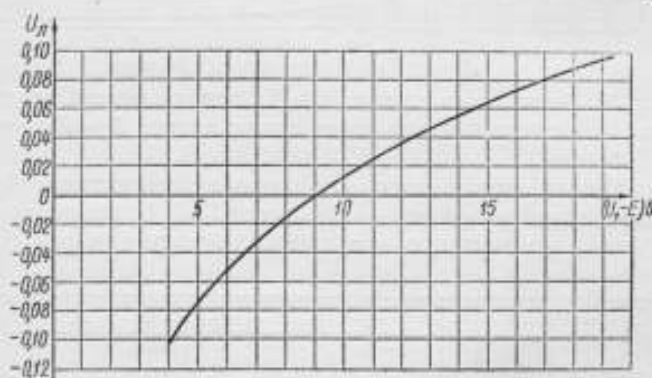
Для напряжений $U_1 \leq 15$ в и $E \leq 3$ в были получены следующие величины частных погрешностей:

$$D_{U_1} = \frac{\mu U_1}{R_1 K i} = 0,001 \text{ в}; \quad D_K = \frac{(U_2 - E) \mu_K}{K} = 0,001 \text{ в};$$

$$D_{R_1} = -\frac{\mu R_1}{R_1 K} = 0,006 \text{ в}; \quad D_E = \mu_E = 0,006 \text{ в};$$

$$D_{I_0} = -\frac{R_1 \mu I_0}{I_0 K i} = 0,009 \text{ в}; \quad \mu_y = 0,012 \text{ в}.$$

При больших величинах выходного напряжения диодного ограничителя величины D_{R_1} , D_{I_0} и D_K останутся постоянными и погрешность его определится лишь величинами D_{U_1} и D_E .



Фиг. 14. Падение напряжения на диоде в зависимости от подводимого напряжения в диодном ограничителе

Например, при величине U_2 порядка 80 в при измерении U_1 вольтметром ВКС-7 и E вольтметром класса 0,2 будем иметь:

$$D_{U_1} = 0,09 \text{ в}; \quad D_E = 0,3 \text{ в}; \quad \mu_y = 0,4 \text{ в}.$$

Полученные величины подтверждают возможность достаточно точного определения величины переменного напряжения при применении диодного ограничителя. При этом следует ожидать, что путем более удачного выбора типа диода можно достигнуть большой точности определения U_2 , что существенно при малых его величинах.

Как следует из (14), для определения выходного напряжения диодного ограничителя нужно к напряжению аккумулятора прибавить напряжение, приложенное к диоду U_d .

Величина его, согласно той же формуле (14), будет:

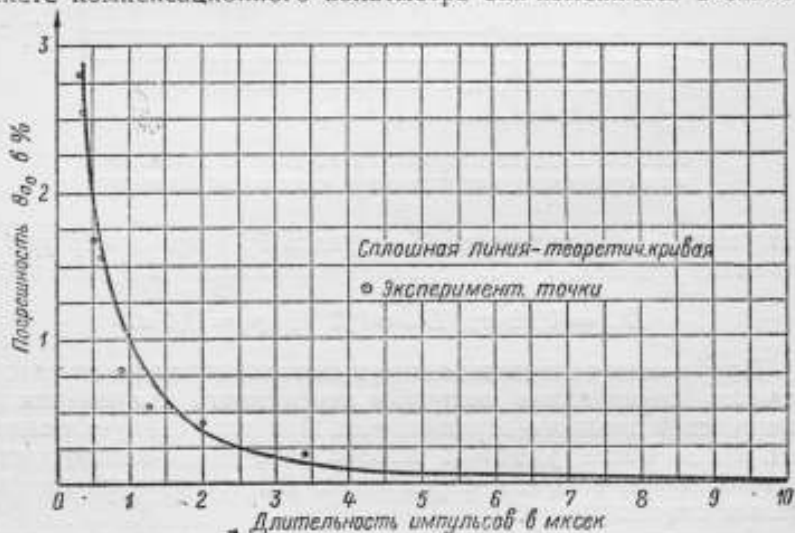
$$U_x = U_1 - R_1 I_0 e^{K U_d} - E. \quad (15)$$

Для удобства практического применения диодного ограничителя определяемая (15) зависимость U_a от E и U_1 при заданных значениях R_1 и I_0 представлена в виде графика фиг. 14.



Фиг. 15. Зависимость погрешности θ_{σ_0} от длительности импульсов при синусоидальной форме импульсов при $R = 5000 \text{ ом}$

При помощи описанного диодного ограничителя была исследована низкочастотная погрешность θ_{κ} . В рассматриваемом макете компенсационного вольтметра она изменялась в зависи-

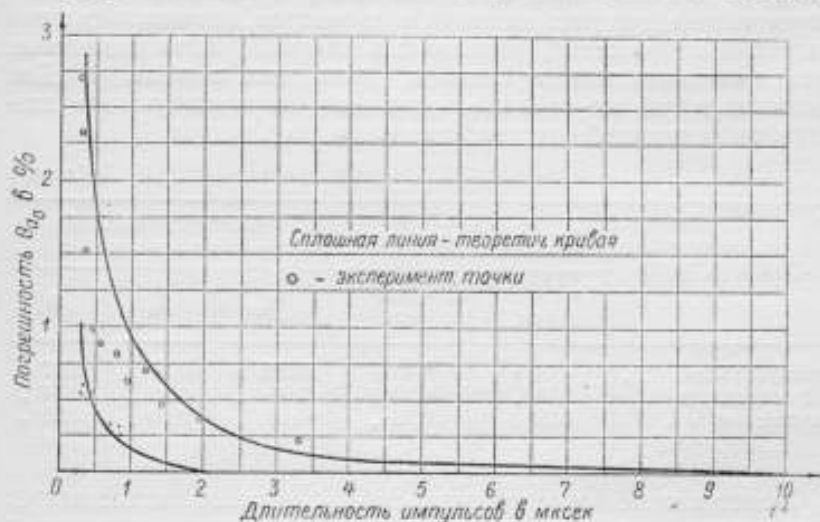


Фиг. 16. Зависимость погрешности θ_{σ_0} от длительности импульсов при синусоидальной форме импульсов при $R = 3000 \text{ ом}$

мости от рабочей точки характеристики лампы и тока луча катодной трубки в пределах от $-0,06 \text{ в}$ и до $+0,01 \text{ в}$. Снятие кривых зависимости высокочастотной погрешности от частоты

(или, что в данном случае равноценно, от длительности импульсов) производилось следующим образом. Переменное напряжение высокой частоты подводилось к компенсационному вольтметру от измерительного генератора, частота которого изменялась от 170 до 1600 кГц, что соответствует изменению длительности импульсов от 2,9 до 0,31 мксек.

Результаты измерения представлены на фиг. 15, 16 и 17. Каждая экспериментальная точка этих фигур является средним арифметическим значением из трех измерений. На тех же



Фиг. 17. Зависимость погрешности θ_{ap} от длительности импульсов при синусоидальной форме импульсов при $R = 3000$ ом (точки) и $R = 900$ ом (крестики)

фигурах приведены вычисленные на основании формулы (10) кривые, представляющие величину высокочастотной погрешности в зависимости от длительности импульса.

Удовлетворительное совпадение экспериментальных и расчетных данных подтверждает правильность сделанных допущений при выводе формул (9), (10) и (11).

§ 7. Заключение

Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что при употреблении компенсационного вольтметра для поверочных целей погрешностью, обусловленной влиянием сопротивления источников напряжения, можно пренебречь. Поэтому в его суммарную систематическую погрешность войдут лишь погрешности θ_a и θ_n :

$$\theta = \theta_a + \theta_n.$$

Наибольшее ее значение для выполненного макета при коротких импульсах прямоугольной формы и небольших величинах измеряемого напряжения, не превышающих 1,56 в, оказалось равным примерно 0,07 в.

В настоящее время для измерений импульсных напряжений преимущественное распространение получили диодные пиковые вольтметры. Можно показать, что имеется некоторый предел, ниже которого погрешность этих вольтметров не может быть снижена. Вычисленные значения этих предельных величин погрешностей диодных пиковых вольтметров, возникающих при измерении напряжения, равного 2 в для импульсов различных форм длительностью в 1 мксек, приведены в табл. 1. Для сравнения в той же таблице приведены соответствующие значения погрешностей компенсационного вольтметра.

Таблица 1

Форма импульсов	Диодный вольтметр		Компенсационный вольтметр		
	$T=1 \cdot 10^{-2}$ сек	$T=1 \cdot 10^{-4}$ сек	θ_a	θ_n	θ
Прямоугольная . . .	0,92 в	0,46 в	0,001 в	0,07 в	0,07 в
Синусоидальная . . .	1,18 .	0,72 .	0,04 .	0,10 .	0,14 .
Треугольная	1,22 .	0,76 .	0,16 .	0,10 .	0,26 .

Сопоставление приведенных в табл. 1 величин подтверждает возможность применения рассмотренного компенсационного вольтметра в качестве образцового прибора при поверках диодных вольтметров. Кроме того, его компактность и простота процесса измерения делают целесообразным применение его и в обычной лабораторной практике.

Выводы

1. Компенсационный вольтметр с катодной трубкой в качестве индикатора позволяет повысить точность измерения импульсных напряжений для пределов измерения от 1 до 150 в.

2. Ввиду того что показания его приводятся непосредственно к показаниям приборов постоянного тока, и погрешность измерения его меньше соответствующей погрешности применяемых в настоящее время импульсных вольтметров, он может быть использован в качестве образцового прибора для целей поверки.

3. Погрешность всех импульсных вольтметров, в том числе и рассмотренного компенсационного вольтметра, зависит от формы измеряемого напряжения. Поэтому поверка должна производиться при строго определенных формах импульсных

напряжений и, в первую очередь, при импульсах прямоугольной формы длительностью от 0,5 до 20 мксек, ввиду того что на практике они получили наибольшее применение.

4. Чувствительность компенсационного вольтметра зависит от чувствительности катодной трубки и коэффициента усиления входящего в схему вольтметра усилителя. Для выполненного лабораторного макета она равна 13,2 мм/в; средняя квадратичная погрешность ряда измерений равна 0,01 в.

5. Показания компенсационного вольтметра практически не зависят от периода повторения импульсов.

6. Систематические погрешности компенсационного вольтметра могут быть разбиты на две группы:

а) погрешности, обуславливаемые конечной величиной постоянных времени его входной и выходной цепей. Величина их зависит от формы и длительности измеряемых импульсов, достигая пренебрежимо малого значения при импульсах большой длительности;

б) погрешности, определяемые погрешностью катодной трубки и влиянием сопротивления источников питания лампы. Эти погрешности имеют заметную величину при импульсах любой длительности.

ПИКОВЫЙ ВОЛЬТМЕТР ДЛЯ ОДИНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В КАЧЕСТВЕ МИЛЛИСЕКУНДОМЕРА

Вопрос регистрации переменных величин кратковременного действия является актуальным для целого ряда исследований. Если же характер процесса известен, то при однотипных исследованиях представляется крайне желательным получение количественных характеристик процесса с помощью простых приборов с непосредственным визуальным отсчетом. Максимальное значение кратковременно измеряющейся величины является одной из основных характеристик процесса.

Разработанный, осуществленный и исследованный нами пиковый вольтметр для переменного напряжения типа одиночного импульса призван служить указанной выше цели. Он дает возможность с небольшой погрешностью определять пиковые значения одиночных импульсов напряжения, имеющих продолжительность не менее 0,1 миллисек. Отсчет показаний — визуальный по стрелочному прибору. Пределы измерений 2—50 в. Питание прибора производится от батареи в 6 в.

Этот пиковый вольтметр можно также применять для измерения постоянного и переменного напряжения без потребления мощности из измеряемой цепи, т. е. пользоваться им в качестве чувствительного электростатического вольтметра.

Разработанный нами прибор объединяет в себе диодный пиковый вольтметр и электростатический ламповый вольтметр, причем обе эти функции выполняет одна трехэлектродная лампа (фиг. 1).

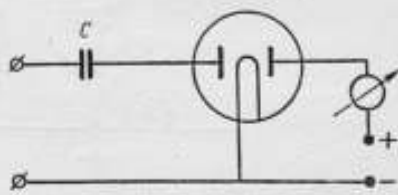
На вход прибора подается положительный импульс напряжения, соответствующий исследуемому процессу (от выходной цепи датчика). Это напряжение заряжает две последовательные емкости: конденсатор C и управляющий электрод таким образом, что на управляющем электроде оказывается положительный заряд.

Положительный заряд управляющего электрода нейтрализуется потоком электронов с катода. В результате, когда им-

пульс напряжения прошел, на системе конденсатор — управляющий электрод лампы останется избыточный отрицательный заряд.

Этот заряд, а следовательно, и потенциал управляющего электрода будет тем больше, чем больше было пиковое значение подаваемого на вход импульса напряжения. Отрицательный потенциал управляющего электрода изменит режим лампы, существовавший до подачи импульса, и ток во вторичной цепи лампы изменится. Величину изменения тока можно измерить по показанию микроамперметра, включенного во вторичную цепь лампы.

Для того чтобы первичный режим лампы (до подачи импульса) и вторичный режим (после прохождения импульса) были устойчивыми и позволили точно отсчитать по стрелочному прибору изменение тока, необходимо обеспечить высокую изоляцию системы конденсатор — управляющий электрод относительно катода, а также добиться полного отсутствия сеточного тока в отрицательной части характеристики лампы. Предварительные эксперименты с пиковым вольтметром для одиночных импульсов были нами проведены с лампой ЭТ-2, представляющей собой двуханодный диод прямого накала с высокой изоляцией одного из анодов (сопротивление изоляции более 10^{14} ом). Конденсатор C емкостью порядка 300 pF имел янтарную изоляцию.



Фиг. 1. Схема трехэлектродной лампы

Эксперимент был проведен по следующей программе:

- 1) исследовано постоянство начального режима, сняты кривые, характеризующие лампу;
- 2) проведена градуировка прибора при импульсной подаче на вход положительного напряжения;
- 3) исследовано постоянство градуировки прибора;
- 4) определена погрешность показаний прибора в зависимости от продолжительности импульса и разрешен ряд других вопросов.

Исследование показало, что пиковый вольтметр с лампой ЭТ-2 позволяет измерять импульсы напряжения в пределах 2,5—6 в. Большие габариты лампы и узкие пределы измерения заставили нас отказаться от применения электрометрической лампы типа ЭТ-2, и первый образец прибора мы изготовили с лампой типа 955 (жолудь-триод).

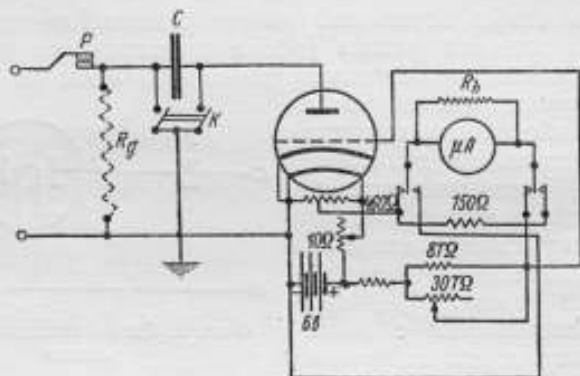
Принципиальная схема пикового вольтметра с опрокинутой лампой типа 955 изображена на фиг. 2.

Анод лампы служит в качестве управляющего электрода, сетка — в качестве анода. На анод (сетку) подается напряже-

ние $+0,7$ в. Накал лампы, анодное напряжение и компенсация постоянной составляющей анодного тока производится от одной батареи в 6 в.

С помощью особого переключателя микроамперметр используется также для контроля за напряжением питания прибора.

Ключ K служит для разряда конденсатора C и приведения потенциала проводников входной цепи схемы к нулю. R_g — сопротивление утечки. R_h — шунт микроамперметра. В качестве микроамперметра нами был использован милливольтметр от термоэлектрического пирометра на 17 мв.



Фиг. 2. Принципиальная схема пикового вольтметра

На фиг. 3 приведены градуировочные кривые прибора на три диапазона: 1—7,5 в; 1—20 в; 1—50 в.

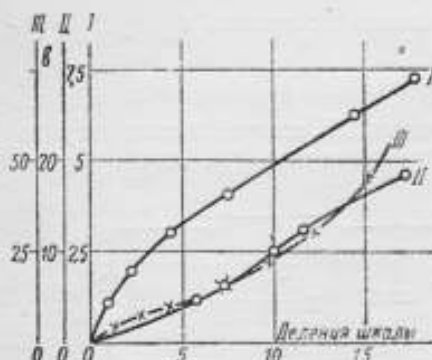
Изменение диапазонов производится заменой шунта R_h . На фиг. 4 приведены градуировочные кривые пикового вольтметра в зависимости от продолжительности измеряемого импульса.

Ключ P и сопротивление утечки R_g следует применять, если измеряется постоянное или переменное периодическое напряжение. В этих случаях включают сопротивление утечки порядка 1—2 мΩ. При проведении измерения нажимают ключ K и после разряда конденсатора C замыкают на непродолжительное время ключ P , подключая этим цепь, напряжение в которой подлежит измерению. Сопротивление утечки в этом случае будет служить для того, чтобы после отключения постоянного напряжения на внешней обкладке конденсатора C устанавливался нулевой потенциал.

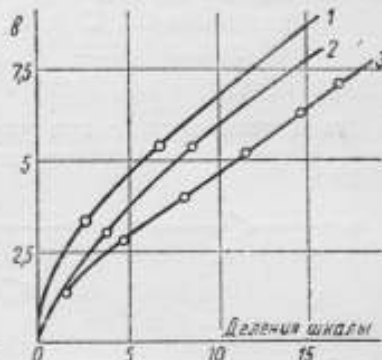
Надобность в ключе P и утечке R_g отпадает, если импульсы напряжения подаются от датчика, обладающего очень большим внутренним сопротивлением (например пьезокварцевый датчик). В этом случае заряд на кварце исчезает одновременно со снятием нагрузки на кварц, и на внешней обкладке конденсатора

потенциал после прохождения импульса будет такой же, как и до импульса. При измерении пикового значения напряжения от датчика с большим внутренним сопротивлением необходимо, кроме хорошей изоляции входа, предусмотреть экранировку входной цепи.

Таким образом, в разработанном нами приборе кратковременно изменяющаяся величина регистрируется с помощью инерционного стрелочного магнитоэлектрического прибора, причем инерционность индикатора не имеет значения, так как микро-



Фиг. 3. Градуировочные кривые пикового вольтметра на три диапазона. Шунты: к I кривой $R_h = 450 \text{ ом}$; к II кривой $R_h = 77,6 \text{ ом}$; к III кривой $R_h = 28,3 \text{ ом}$. Накал 6 в



Фиг. 4. Градуировочные кривые пикового вольтметра в зависимости от продолжительности измеряемого импульса
1 — продолжительность импульса 0,005 сек., 2 — то же 0,002 сек., 3 — то же 0,0005 сек.

амперметр служит лишь для измерения входного тока в начале и конце измерения. В момент прохождения измеряемого импульса прибор работает как диодный пиковый вольтметр; до и после прохождения импульса — как электростатический ламповый вольтметр. Переход от одной функции к другой осуществляется автоматически.

Благодаря отсутствию сеточного тока и высокой изоляции сетки, режим лампы после прохождения импульса чрезвычайно устойчив и стрелка индикатора на протяжении нескольких минут не изменяет своего положения. Нажатием ключа прибор приводится в начальное положение и позволяет производить измерение следующего импульса.

Описанный выше пиковый вольтметр, помимо измерений максимальных значений одиночных импульсов напряжения, задаваемых различными датчиками, был нами успешно применен для измерения напряжения на конденсаторе C , кратковременно заряжаемом через известное сопротивление R от источника постоянного напряжения U_0 . В данном случае пиковый

вольтметр служил в качестве стрелочного миллисекундомера. Как известно, заряд конденсатора C через постоянное сопротивление R выражается уравнением:

$$U_C = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right),$$

где

U_C — напряжение на конденсаторе;

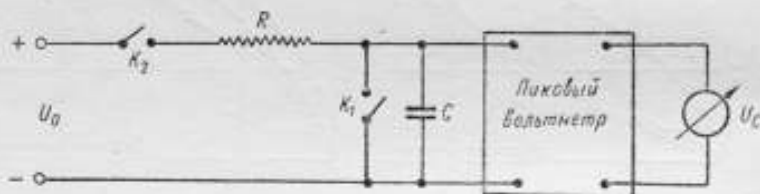
U_0 — напряжение, приключенное к схеме;

t — время заряда.

Зная величины U_0 , C и R , легко построить кривую функциональной зависимости:

$$t = f(U_C).$$

Эта кривая служит градуировочной кривой миллисекундомера. Подбирая различные сопротивления R и вычисляя для



Фиг. 5. Дополнительная схема при пользовании пиковым вольтметром в качестве миллисекундомера

них градуировочные кривые, можно иметь миллисекундомер на несколько диапазонов измеряемых интервалов времени. При пользовании пиковым вольтметром в качестве миллисекундомера собирается дополнительно следующая схема (фиг. 5).

Ограничение измеряемого интервала времени осуществляется либо замыканием и размыканием ключа K_1 при разомкнутом ключе K_2 , либо путем последовательного размыкания ключей K_1 и K_2 .

Перед началом измерения и при отсчете по пиковому вольтметру напряжения U_C , ключ K_1 замыкают, чтобы убрать заряд с конденсатора C .

Напряжение U_0 контролируется вольтметром и поддерживается равным выбранному при расчете градуировочной кривой. Описанная схема миллисекундомера была нами использована при измерении времени срабатывания различного рода релейных устройств. Смена заранее подобранных безиндукционных сопротивлений дала нам возможность охватить четыре диапазона измерений: 0—1 сек.; 0—0,1 сек.; 0—0,01 сек.; 0—0,001 сек.

К ВОПРОСУ О ЗВУКОВЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ В ВОДЕ

§ 1. Характеристика воды как среды для распространения звука

Вода как акустическая среда характеризуется следующими значениями параметров (при 15° С):

плотность $\rho_0 = 1,0 \text{ г/см}^3$,

скорость звука $c = 1,43 \cdot 10^5 \text{ см/сек}$,

волновое сопротивление $\rho_0 c = 1,43 \cdot 10^5 \text{ г/см}^2 \text{ сек}$.

Для сравнения — соответствующие значения этих же параметров в воздухе (при 15° С):

плотность $\rho_0 = 1,23 \cdot 10^{-3} \text{ г/см}^3$,

скорость звука $c = 3,41 \cdot 10^4 \text{ см/сек}$,

волновое сопротивление $\rho_0 c = 41,8 \text{ г/см}^2 \text{ сек}$.

Как видно из этих данных, вода по всем трем главным показателям существенно — по порядку величин — отличается от привычной среды для измерений звука, от воздуха.

Условия среды при акустических измерениях, прежде всего, существенны с точки зрения соотношения между размерами (габаритами) передатчиков и приемников звука и длиной звуковых волн. Для того чтобы можно было считать передатчики и приемники точечными, они должны быть малы по сравнению с длиной волны. Принято выражать это соотношение через

$$ka = \frac{2\pi a}{\lambda},$$

где

a — размер (например диаметр) прибора;

λ — длина волны звука.

Табл. 1 дает размеры прибора a , удовлетворяющие условию малости для разных частот звука в воде; в качестве такого условия принято $ka < 0,2$ или

$$a = \frac{0,2c}{2\pi f}.$$

Предельные габариты точечных передатчиков и приемников в воде

f (гц)	100	200	500	1000	2000	5000	10 000	20 000	50 000
a (см)	45,5	22,7	9,1	4,6	2,3	0,9	0,4	0,2	0,1

Только для низких частот (менее 1000 гц) обычные приемники и передатчики могут приниматься за точечные (особенно передатчики). При работе на более высоких частотах надо учитывать, что прибор по размерам сравним с длиной волны или даже больше ее, что ведет к существенному искажению измеряемого поля присутствием измеряющего прибора — при рассмотрении приемников и к особенностям распределения давления (интерференциям) вблизи излучателя — при рассмотрении передатчиков.

От величины параметров среды зависят пределы изменения силы звука, давления и скорости распространения звуковых колебаний при измерениях звуков обычной мощности.

Практически можно ориентироваться на передатчик мощности 20—25 вт, работающий с небольшим акустическим к. п. д. η (примем $\eta = 1\%$). Акустическая мощность передатчика составит:

$$P = 20 \cdot 0,01 = 0,2 \text{ вт} = 2,10^6 \text{ эрг/сек.}$$

Сила звука в расходящейся волне на расстоянии 1 м от передатчика, излучающего равномерно в полупространство, составит:

$$J = \frac{P}{2\pi \cdot 10^4} = 30 \text{ эрг/см}^2\text{сек.}$$

Уровень силы звука (воспринимаемого ухом в децибелах)

$$N = 10 \lg \frac{J}{J_0}.$$

В качестве J_0 следует взять порог слышимости

$$J_0 = 10^{-16} \text{ вт/см}^2 = 10^{-9} \text{ эрг/см}^2\text{сек};$$

получаем

$$N = 10 \lg \frac{30}{10^{-9}} = 105 \text{ дб.}$$

Найдем теперь звуковое давление и колебательную скорость в воде, соответствующие этому уровню силы звука.

Для нахождения давления служит формула:

$$p = \sqrt{\rho \cdot c J},$$

а для нахождения скорости, считая, что для не слишком низких частот можно принять отсутствие сдвига фаз между давлением и скоростью, — формула:

$$v = \frac{p}{\rho \cdot c} = \sqrt{\frac{J}{\rho \cdot c}}$$

Находим для воды ($\rho \cdot c \approx 1,5 \cdot 10^7$ г/см²сек)

$$p \approx 2,2 \cdot 10^3 \text{ бар,}$$

$$v \approx 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ см/сек.}$$

Для сравнения приведем те же величины, получаемые при том же уровне силы звука в воздухе ($\rho_0 c \approx 42$),

$$p' = 34 \text{ бар,}$$

$$v' = 0,8 \text{ см/сек.}$$

Мы видим, что особенностью звука в воде являются значительно большие, чем в воздухе, величины звуковых давлений и значительно меньшие величины звуковых скоростей. Это обстоятельство играет очень существенную роль при разработке методов абсолютных измерений в воде.

Один из основных абсолютных измерителей — звукомерный диск — реагирует на колебательные скорости и, очевидно, проигрывает в чувствительности при переходе от воздуха к воде. Можно показать, что и радиометр также проигрывает в чувствительности при переходе от воздуха к воде.

Покажем это более подробно для обоих видов измерителей.

Момент сил M , действующий на звукомерный диск, выражается* известной формулой, которая для случая измерений при установке под углом в 45° в плоской бегущей волне имеет вид:

$$M = \frac{4}{3} \rho_0 a^3 \frac{v^2}{1 + \frac{8}{3\pi} \frac{\rho_0}{\rho_1} \frac{a}{t}}, \quad (1)$$

где

M — вращающий момент, испытываемый диском;

a — радиус диска;

v — действующее значение колебательной скорости;

ρ_0 — плотность среды;

ρ_1 — плотность материала диска;

t — толщина диска.

* В случае, когда плотность материала диска гораздо больше плотности воды.

Приведем это выражение к силе звука, пользуясь формулой:

$$v^2 = \frac{J}{\rho_0 c},$$

получим:

$$M = \frac{4}{3} \frac{a^2}{c} \frac{J}{1 + \frac{8}{3\pi} \frac{\rho_0}{\rho_1} \frac{a}{t}}. \quad (1')$$

Рассмотрим влияние параметров среды ρ и c , считая, что измеряются в воде и в воздухе звуки одинаковой силы J . Легко убедиться, что при измерениях в воздухе, как правило, член $\frac{8}{3\pi} \frac{\rho_0}{\rho_1} \frac{a}{t}$ будет лишь небольшой поправкой, так что можно считать

$$M' = \frac{4}{3} \frac{a^2}{c'} J.$$

Для воды же этот член всегда будет сравним или даже больше единицы, и можно считать:

$$M = \frac{\pi}{2} \frac{a^2 J}{\rho_0 c} \frac{\rho_1 t}{a} = \frac{\pi}{2} \frac{\rho_1 a^2 t}{\rho_0 c} J.$$

Отношение действующих моментов может быть оценено по формуле:

$$\frac{M}{M'} \approx \frac{3\pi}{8} \frac{c'}{\rho_0 c} \frac{\rho_1 t}{a}.$$

Входящее в эту формулу отношение $\frac{t}{a}$ — толщины диска к его радиусу — не может быть выбрано больше 0,1—0,2, так как вывод формулы (1) исходил из предположения бесконечно тонкого диска (он рассматривался в классической теории как эллипсоид вращения, у которого одна полуось стремится к нулю). Для ρ_1 — плотности диска примем самое большое значение $\rho_1 = 21$ (платина). По предыдущей формуле получим:

$$\frac{M}{M'} = \frac{3\pi}{8} \frac{3,4 \cdot 10^4}{1,5 \cdot 10^3} \cdot 21 \cdot 0,1 = 0,56.$$

Таким образом, даже сравнительно толстый платиновый диск будет в воде примерно вдвое менее чувствителен, чем в воздухе. На практике уменьшение момента при переходе в воду будет еще больше. Как увидим из дальнейших расчетов (см. § 3), переход от воздуха к воде требует увеличения момента закручивания подвеса, что приведет к дальнейшему уменьшению чувствительности измерителя.

Оценка чувствительности дисков должна производиться с учетом постоянства периода крутильных колебаний. Условия

постоянства нуля и быстроты отсчетов не позволяют увеличить период свыше 10 сек. При этом получается оптимум при выборе отношения $\frac{p_1 f}{p_0 a}$ [см. формулу (11)]:

$$\frac{p_1 f}{p_0 a} = 0,62 \text{ (оптимальные диски)}. \quad (2)$$

Для угла отклонения диска φ можно получить выражение, являющееся следствием (1) при условии (2):

$$\varphi = \frac{T_0^2}{8\pi^2} \frac{1}{0,748a^2} \frac{J}{p_0 c} \quad (3)$$

(T_0 —период крутильных колебаний).

Вычислим уровень силы звука относительно порога слышимости J_0 , необходимый для получения данного отклонения:

$$\begin{aligned} N &= 10 \lg \left(\frac{1}{J_0} \frac{8\pi^2}{T_0^2} 0,748a^2 p_0 c \varphi \right) = \\ &= N_0 - 20 \lg \left(\frac{T_0}{a} \right) + 10 \lg \left(\frac{n}{R} \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где n —отклонение зайчика на шкале, расположенной на расстоянии R от измерителя, т. е.

$$n = 2R \varphi,$$

$$N_0 = 10 \lg \left(\frac{8\pi^2 \cdot 0,748 p_0 c}{2J_0} \right).$$

Подсчет N_0 дает для воздуха и воды:

$$N_0 = 91 \text{ дб (воздух)},$$

$$N_0 = 126 \text{ дб (вода)}.$$

Для двух измерителей в воде и в воздухе, имеющих одинаковые T_0 и радиусы (a) и дающих одно и то же отклонение $\left(\frac{n}{R}\right)$ при условии, если оба измерителя будут оптимальными, уровень силы звука в воде должен быть на 35 дб выше, чем в воздухе. Но можно показать, что на самом деле условия более благоприятны для воды за счет того, что в воздухе приходится отступать от оптимальных условий, в воде же эти условия вполне достижимы.

Все же остается фактом, что для получения таких же отклонений, как в воздухе, уровень силы звука в воде надо поднять на несколько децибел. Таким образом, задача абсолютных измерений звукомерным диском в воде оказывается более трудной, чем в воздухе. Перейдем к рассмотрению этого вопроса с точки зрения возможностей применения радиометра.

Для случая радиометра с шариком, работающего в бегущей волне, момент, действующий на радиометр, выражается формулой:

$$M = Fa = \frac{1}{2} \frac{\pi a^3}{\rho_0 c^2} (ka)^4 p^2 \frac{\left(1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2\right)}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}, \quad (5)$$

где F — сила давления излучения на шарик.

В качестве плеча шарика взято a , т. е. принято, что шарик касается оси вращения; как будет показано ниже, увеличение плеча подвеса только вредит делу, так как заставляет огрублять нить из-за условия подбора T_0 не выше 10 сек.

Заменив p^2 через силу звука ($p^2 = I \rho_0 c$), получим:

$$M = \frac{1}{2} \frac{\pi a^3 \omega^4 J}{c^5} \frac{1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}. \quad (5')$$

Множитель $\frac{1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}$ в воздухе ввиду малости ρ_0 при-

близительно равен:

$$1 + \frac{2}{9} = \frac{11}{9}.$$

В воде для всех практически доступных материалов ($1 \leq \rho_1 \leq 21$) $\frac{\rho_0}{\rho_1}$ не будет меньше $1/20$, поэтому числитель уменьшится, знаменатель увеличится, а весь множитель во всяком случае будет меньше $11/9$. Примем все же для упрощения, что множитель равен $11/9$ и в воздухе и в воде, чем только дадим преувеличенное значение M для воды. Таким образом, приближенно:

$$M \approx \frac{\pi}{2} \frac{a^3 \omega^4 J}{c^5} \cdot \frac{11}{9},$$

откуда видим, что при равной силе звука действующие на радиометр моменты обратно пропорциональны пятой степени скорости звука. Находим отношение моментов в воде и в воздухе:

$$\frac{M}{M'} = \left(\frac{c}{c'}\right)^5 = \left(\frac{3,41 \cdot 10^4}{1,43 \cdot 10^6}\right)^5 = 7,7 \cdot 10^{-4}.$$

Этот расчет показывает, что звук в воде при той же силе действует на радиометр примерно в тысячу раз слабее, чем в воздухе.

Таким образом, мы можем сделать общее заключение, что вода является более трудной средой для абсолютных акустических измерений, особенно при пользовании методами измерения давления излучения.

Выше мы получили, что уровень силы звука в воде 105 дБ соответствует давлению около 2000 бар. Составим еще таблицу связи между давлением и уровнем силы звука, причем укажем для сравнения соответствующие уровни и в воздухе (табл. 2).

Таблица 2

Связь между уровнем силы звука и звуковым давлением в воде и в воздухе

p (дин/см ²)	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000
N (дБ) в воде	38	44	52	58	64	72	78	84	92	98	104	112
N' [дБ] в воздухе	74	80	88	94	100	108	114	120	128	134	—	—

§ 2. Характеристика общих условий акустических измерений в воде

Рассмотрим для случая звуковых измерений в воде условия установления звукового поля, приближающегося к некоторому простейшему, поддающемуся расчетам. Таким простейшим полем является сферическое поле от точечного источника. На практике это условие достигается лишь приблизительно. Причины этому следующие:

а) передатчик не может быть мал для всех частот диапазона;

б) невозможно полностью устранить отражения от стенок водяного резервуара.

Рассмотрим условия, при которых отклонения от сферического поля достаточно малы.

Будем сначала предполагать, что отражения пренебрежимы. Спрашивается, как надо выбрать расстояние точки измерения от передатчика малых, но конечных размеров, чтобы звуковое поле вблизи точки измерения приближалось к шаровому.

Прежде всего примем, что размер передатчика (его радиус a) мал по сравнению с расстоянием x до точки измерения. Считая передатчик поршнем радиуса a , потребуем, чтобы удовлетворялось приближенное равенство

$$\sqrt{1 + \left(\frac{a}{x}\right)^2} \approx 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{a}{x}\right)^2,$$

т. е. чтобы все дальнейшие члены разложения были пренебрежимо малы.

Допуская здесь погрешность в 0,1%, получим:

$$\frac{1}{4} \frac{a^4}{x^4} < 0,001; \frac{x}{a} \geq 4; x \geq 4a,$$

что, конечно, легко соблюсти. При этом для амплитуды давления на оси передатчика можем взять выражение:

$$p = 2\rho_0 c \dot{\xi}_0 \sin\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right), \quad (6)$$

где $\dot{\xi}_0$ — амплитуда скорости колебаний поршня.

В пределе, когда $a \rightarrow 0$ и передатчик превращается в идеально точечный,

$$p_{\text{точ}} = \frac{1}{2} \rho_0 c \dot{\xi}_0 \frac{ka^2}{x}. \quad (6')$$

Сравнивая эти два выражения, мы видим, что при данных a и x реальный передатчик отличается от идеального более сложной зависимостью давления от частоты (это явление вызывается интерференциями вблизи передатчика). Этим не исчерпывается различие реального и идеального передатчиков.

Амплитуда скорости для рассматриваемого реального передатчика имеет вид:

$$v = \frac{1}{2} \frac{a^2}{x} \dot{\xi}_0 \sqrt{1 + \left(\frac{16x^4}{a^4} - \frac{8x^2}{a^2}\right) \sin^2\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right)}.$$

В пределе, когда $a \rightarrow 0$, это выражение переходит в обычное для точечного источника:

$$v_{\text{точ}} = \frac{1}{2} \frac{ka^2}{x} \dot{\xi}_0 \sqrt{1 + \frac{1}{k^2 a^2}}.$$

Полученный здесь корень входит в выражение косинуса фазового угла между давлением и скоростью по формуле:

$$\cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{k^2 a^2}}}.$$

В случае передатчиков конечных размеров эта формула заменяется выражением:

$$\frac{1}{\cos \alpha} = \sqrt{\frac{1}{k^2 x^2} + \frac{1}{k^2 x^2} \frac{16x^4}{a^4} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{a^2}{x^2}\right) \sin^2\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right)}.$$

При неудачном выборе x для данного a и для данной частоты ($k = \frac{\omega}{c}$) вычисление давления по скорости надо производить по сложным формулам, имеющим периодический характер в функции частоты. Выбором достаточно большого x всегда можно привести это выражение к предельному значе-

нию, равному единице, что соответствует переходу в зону плоских волн. Практически это оказывается невозможным ввиду требуемых больших расстояний в измерительной установке, но всегда можно отойти в промежуточную зону, где волны можно принимать шаровыми для всех частот диапазона.

Для соблюдения этого условия нужно обеспечить такую малость аргумента синуса под корнем, чтобы синус можно было заменить этим аргументом. Предположим, что аргумент мал, и воспользуемся первыми членами разложения $\sin\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right)$

в ряд:

$$\sin\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right) \approx \frac{1}{4} \frac{ka^2}{x} \left[1 - \frac{1}{6} \left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right)^2\right] + \dots$$

Получим приближенное выражение:

$$\frac{1}{\cos \alpha} \approx \frac{1}{kx} \sqrt{1 + k^2 x^2 \left[1 - \frac{1}{2} \frac{a^2}{x^2} - \frac{1}{48} (kx)^2 \frac{a^4}{x^4}\right]}.$$

В этом выражении малым членом является $\frac{a^2}{x^2}$. Однако принято во внимание, что kx может при достаточно высокой частоте и при большем абсолютном значении x сделаться очень большим, так что $kx = \frac{1}{\varepsilon}$, где ε — того же порядка малости, что и $\frac{a}{x}$. Можно также написать:

$$\frac{1}{\cos \alpha} \approx \frac{1}{kx} \sqrt{1 + k^2 x^2 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \frac{a^2}{x^2} + \frac{1}{48} (kx)^2 \frac{a^4}{x^4}\right)\right]}.$$

Поставим теперь требование, чтобы добавочный член в круглой скобке не превышал одного процента от единицы. Это приводит к равенству:

$$\frac{1}{48} (kx)^2 \frac{a^4}{x^4} + \frac{1}{2} \frac{a^2}{x^2} = 0,02 \approx \frac{1}{48}.$$

Отсюда определяем x :

$$x > a \sqrt{24 + (ka)^2}. \quad (7)$$

По этой формуле должно назначаться минимально допустимое расстояние измерителя от источника, при котором на высоких частотах ($k = k_c = \frac{\omega_c}{c}$) практически не проявится влияние интерференций на фазовый угол между давлением и скоростью. Очевидно, в качестве ω_c следует взять наибольшую включаемую в диапазон частоту.

При выводе последней формулы мы задавались 1% искажения фазового множителя $\frac{1}{\cos \alpha}$; легко показать, что при задании искажения q % формула получит вид:

$$x > \frac{a}{\sqrt{q}} \sqrt{24 + (ka)^2}.$$

Подсчеты по данной формуле приводят к результатам, сведенным в табл. 3, в которой даны минимальные допустимые расстояния измерителя от источника при условии наибольшей ошибки в фазовом множителе, не превосходящей 10%. Это высокое значение ошибки допущено из тех соображений, что другие источники ошибок все равно не позволяют получить большую точность. Надо иметь в виду, что ошибка фазового множителя $q = 10^0/0$ допускается лишь на граничных высоких частотах. Через d обозначен диаметр передатчика.

Таблица 3

Минимальные расстояния (в метрах) измерителя от источника звука в воде ($q=10\%$)

d (см) / f_c (гц)	2	10	20	30	40	50
2 000	0,016	0,08	0,16	0,24	0,33	0,43
5 000	0,016	0,08	0,17	0,28	0,42	0,59
10 000	0,016	0,09	0,21	0,40	0,63	0,97
20 000	0,016	0,10	0,31	0,72	1,18	1,82
50 010	0,017	0,20	0,73	1,62	2,87	4,47
100 000	0,021	0,37	1,44	3,21	5,47	8,93

Как показывают эти данные, при работе в диапазоне частот до 10 000 гц расстояние в 1 м допустимо при передатчиках практически любых размеров диаметром до 50 см; при работе же до 100 000 гц и расстоянии в 1 м расчеты по формулам шаро-

Таблица 4

Минимальные расстояния (в метрах) измерителя от источника звука в воздухе ($q = 10\%$)

d (см) / f_c (гц)	2	10	20	30	40	50
2 000	0,02	0,08	0,20	0,36	0,58	0,84
5 000	0,02	0,11	0,34	0,71	1,24	1,91
10 000	0,02	0,17	0,62	1,37	2,43	3,77
20 000	0,02	0,31	1,21	2,71	4,82	7,5
50 000	0,03	0,75	3,0	6,74	12,0	18,7
100 000	0,06	1,50	6,0	13,5	24,0	37,5

вых волн допустимы только в случае малых передатчиков диаметром до 15 см.

В табл. 4 даны для сравнения аналогичные данные, относящиеся к звуковому полю в воздухе.

Сравнение данных табл. 3 и 4 для воды и воздуха показывает, что с точки зрения приближения к шаровой форме звуковых волн допустимое минимальное расстояние между передатчиком и измерителем для воды меньше, чем для воздуха. Это надо понимать таким образом, что в воде, благодаря большей скорости распространения, могут быть увеличены размеры передатчика.

Вернемся к формуле (6):

$$p = 2 \rho c \dot{\xi}_0 \sin\left(\frac{1}{4} \frac{ka^2}{x}\right)$$

и рассмотрим еще вопрос о зависимости давления от расстояния между источником и передатчиком. Как мы видим, закон обратной пропорциональности давления расстоянию вообще не соблюдается. Напишем приближенное выражение величины, обратной давлению:

$$\frac{1}{p} \approx \frac{2}{\rho c a^2 \dot{\xi}_0} \frac{x}{k} \left(1 + \frac{1}{96} \frac{k^2 a^4}{x^2}\right).$$

Проверка на опыте зависимости давления от расстояния является обычным и одним из основных критериев качества звукового поля, и приведенная здесь формула может быть очень полезной для объяснения и анализа получаемых из опыта зависимостей.

Нужно еще учесть возможные отражения, главным образом, от стенки, противолежащей приемнику, и расположить эту стенку настолько далеко от приемника, чтобы отраженные звуки составляли лишь небольшую долю прямых звуков от источника.

Будем исходить от идеализации, считая, что отражает только противолежащая стенка, причем поглощение ее довольно велико, и отраженное давление составляет небольшую долю ($q_1^0/100$) от падающего на стенку звука. Действие отраженного звука можно учесть, рассматривая второй мнимый источник, расположенный симметрично с действительным источником относительно отражающей стенки. Введем выражение давления прямого звука:

$$p_n = \frac{A}{x}.$$

Отраженное давление будет:

$$p_0 = \frac{q_1}{100} \frac{A}{x + 2b},$$

через b обозначено расстояние от измерителя до стенки.

Обозначим через $q_2\%$ допускаемый нами процент отраженного давления в отношении к прямому:

$$P_0 \leq \frac{q_2}{100} P_n.$$

Это позволяет найти допустимое b и общий размер

$$b > \frac{x}{2} \left(\frac{q_1}{q_2} - 1 \right); \quad l = x + b > \frac{x}{2} \left(\frac{q_1}{q_2} + 1 \right). \quad (8)$$

Как показывает формула для b , невозможно назначить q_2 больше, чем q_1 ; выбор $b = x$, т. е. расположение измерителя посередине дает:

$$q_2 = \frac{q_1}{3} \text{ и } l = 2x.$$

§ 3. Особенности применения звукомерных дисков и радиометров для абсолютных измерений в воде

Рассмотрим оптимальные условия работы звукомерного диска и радиометра с диском и шариком в поле бегущих и стоячих волн на основании теоретических формул.

В табл. 5 приведены в преобразованном виде формулы для абсолютных измерителей (диск, радиометр) по литературным данным.

Сводка формул для абсолютных измерителей

Таблица 5

Сила давления излучения	Плоские бегущие волны	Радиометр с диском	$\frac{16}{27\pi} \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 \left(\frac{m_1}{m_0 + m_1} \right)^2$
		Радиометр с шариком	$\pi \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 \frac{1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1} \right)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1} \right)^2}$
	Плоские стоячие волны	Радиометр с диском	$\frac{4}{3} \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 \sin 2kh \frac{m_1}{m_0 + m_1}$
		Радиометр с шариком	$\frac{5}{3} \pi \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 \sin 2kh \frac{m_1 - \frac{4}{5} m_0}{m_0 + m_1}$
Вращающий момент	Плоские стоячие и бегущие волны	Звукомерный диск	$\frac{4}{3} \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 a \frac{m_1}{m_0 + m_1}$

* См. сноску на стр. 79.

В табл. 5 приняты следующие обозначения:

ρ_0 — плотность среды;

v — действующее значение колебательной скорости;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число;

λ — длина волны;

m_1 — масса шарика или диска;

m_0 — гидродинамическая масса;

ρ_1 — плотность диска, шарика;

h — расстояние от диска до ближайшего узла скорости.

Приведенные формулы не дают возможности судить о преимуществе каждого отдельного метода, так как для радиометров приведено выражение силы давления излучения, а для звукомерного диска выражение вращающего момента. Кроме того, в вышеуказанных формулах совершенно не учтено влияние нити подвеса диска. В дальнейшем эти формулы будут приведены к одинаковому виду с учетом влияния нити подвеса диска и радиометра, и будет произведено сравнение чувствительности всех методов при измерениях в поле бегущих и стоячих волн.

Необходимо отметить, что постоянная нити подвеса радиометра и диска и период собственных колебаний этой системы играют существенную роль в работе измерителей. На основании этого при определении оптимальной чувствительности диска и радиометра следует рассматривать величину угла поворота системы диск — нить или радиометр — нить в зависимости от звукового излучения. Такой вид зависимости, кроме того, облегчит и упростит сравнение всех методов, так как в левой части уравнения будет стоять одна и та же величина — угол поворота измерительной системы.

А. Оптимальные измерители в плоской стоячей волне

1. Звукомерный диск. Перейдем к подробному рассмотрению оптимальных условий для различных видов измерителей и для различных звуковых полей.

В случае звукомерного диска при (ka) , малом по сравнению с единицей, формула для вращающего момента в плоской бегущей волне и в пучности стоящей волны будет одна и та же:

$$M = \frac{4}{3} \rho_0 v^2 a^3 \sin 2\theta \frac{1}{1 + \frac{m_0}{m_1}}, \quad (1'')$$

где

θ — угол между направлением излучения и нормалью к поверхности диска;

$m_1 = \pi a^2 \rho_1 t$ — масса диска;

t — толщина диска;
 ρ_1 — плотность материала диска;
 $m_0 = \frac{8}{3} \rho_0 a^3$ — гидродинамическая масса.

Остальные обозначения введены выше [формула (1)].
 Диск при измерениях устанавливается под углом в 45° к излучению, следовательно, $\sin 2\theta = 1$. Если D — крутильная постоянная нити, то угол поворота диска (φ) под действием вращающего момента (M) будет равен:

$$\frac{M}{D} = \varphi = \frac{4}{3} \rho_0 \frac{a^3}{D} v^2 \frac{1}{1 + \frac{m_0}{m_1}}, \quad (9)$$

но

$$D = 4 \pi^2 \frac{(j_0 + j_1)}{T_0^2},$$

где

T_0 — период собственных колебаний;
 $j_1 = \frac{1}{4} m_1 a^2$ — момент инерции диска;

$j_0 = \frac{2}{15} m_0 a^2$ — гидродинамический момент инерции.

Подставляя в уравнение (9) вместо D его выражение через период и моменты инерции и вводя для сокращения обозначение $\frac{\rho_0 a}{\rho_1 t} = x$, получаем:

$$\varphi = \frac{4}{3 \pi^2} \frac{v^2}{a^2} T_0^2 \frac{x}{\left(1 + \frac{64}{45} \frac{x}{\pi}\right) \left(1 + \frac{8}{3} \frac{x}{\pi}\right)}. \quad (10)$$

Из этого выражения видим, что угол поворота φ будет тем больше, чем меньше радиус диска и чем больше T_0 . В выражении же для вращающего момента мы имели обратную зависимость — от радиуса. Рассмотрение уравнения (10) показывает, что существует некоторое значение x , при котором φ имеет наибольшее значение. Для определения этого значения x найдем экстремальное значение выражения (10).

Это приводит к равенству:

$$1 - \frac{8}{3 \pi^2} \cdot \frac{64}{45} x^2 = 0,$$

откуда

$$x = \frac{\rho_0 a}{\rho_1 t} = 1,61, \quad (11)$$

или $\frac{\rho_1 t}{\rho_0 a} = 0,62$ [ф-ла (2)]. Это выражение известно в литературе [Л. 2].

Выражение (11) показывает, что только при определенном соотношении плотностей среды и диска $\frac{\rho_0}{\rho_1}$ и отношении $\frac{a}{t}$ размеров последнего измеритель будет иметь максимальную чувствительность.

Для воздуха равенство $\frac{t}{a} = 0,62 \frac{\rho_0}{\rho_1}$ не выполнимо по конструктивным соображениям (например, при диаметре диска 10 мм толщина должна быть не больше 1 мм). Для жидкости же оно легко выполнимо, и потому применение оптимальных дисков в случае измерений в воде реально. Существует мнение, что чувствительность диска увеличивается с увеличением плотности материала диска, т. е. что выгоднее употреблять тяжелые диски.

Соблюдение оптимального соотношения $\frac{t}{a} = 0,62 \frac{\rho_0}{\rho_1}$ приводит к одинаковым значениям массы диска m_1 , независимо от материала диска (при равных диаметрах дисков):

$$m_1 = 0,62 \pi a^3 \rho_0.$$

Моменты инерции дисков, удовлетворяющих условию оптимума, также одинаковы, если не меняется диаметр диска; следовательно, для получения одинаковых периодов собственных колебаний системы диск—нить не требуется замены нити.

Согласно формулам (10) и (11) угол поворота оптимальных дисков при равенстве диаметров не зависит от материала.

Вывод исходной формулы для вращающего момента предполагает бесконечно тонкий диск. По литературным указаниям при толщине диска, превосходящей $1/30$ диаметра, ошибка от несоответствия теории условиям опыта будет не менее 2%.

Вычислим для примера два случая: тяжелого и легкого диска, работающих в воде ($\rho_0 = 1$).

1-й случай — диск стеклянный, $\rho_1 = 3$:

$$\frac{t}{a} = 0,62 \cdot \frac{1}{3} = 0,207,$$

т. е. в этом случае толщина диска примерно должна быть равна 0,2 радиуса диска, или 0,1 диаметра.

2-й случай — диск из стали, $\rho_1 = 7,92$:

$$\frac{t}{a} = 0,62 \cdot \frac{1}{7,92} = 0,078,$$

т. е. толщина должна быть равна $\frac{1}{30}$ диаметра.

Таким образом, видим, что уже стальной диск удовлетворяет и оптимальным условиям и имеет нужную по отношению к диаметру толщину.

На фиг. 1 представлена зависимость φ (в условном масштабе) от величины x . Из фигуры видно, что при изменении x примерно в пять раз по отношению к оптимальному значению получается уменьшение угла поворота φ в два раза.

Принимая во внимание полученные оптимальные условия и полагая $T_0 = 10$ сек., формулу для угла поворота можно написать в виде:

$$\varphi = 1,75 \frac{v^2}{a}. \quad (12)$$

2. Радиометр с шариком. Сила давления излучения на шарик радиуса a и массы m_1 выражается следующим уравнением:

$$F_w = \frac{5}{3} \pi \rho_0 \frac{v^2}{k^2} (ka)^3 \sin 2kh \frac{m_1 - \frac{4}{5} m_0}{m_1 + m_0}, \quad (13)$$

где

h — расстояние от шарика до ближайшего узла скорости;

$m_1 = \frac{4}{3} \pi a^3 \rho_1$ — масса шарика;

$m_0 = \frac{2}{3} \pi a^3 \rho_0$ — гидродинамическая масса.

Для упрощения рассмотрения принимаем $\sin 2kh = 1$, что соответствует положению радиометра в середине между узлом и пучностью. Тогда формула примет вид:

$$F_w = \frac{5}{3} \pi \rho_0 v^2 a^3 k \frac{m_1 - \frac{4}{5} m_0}{m_1 + m_0}. \quad (14)$$

Угол поворота радиометра будет:

$$\varphi_w = F_w \frac{l}{D},$$

где

l — плечо шарика, т. е. расстояние от центра шарика до нити подвеса;

D — крутильная постоянная нити подвеса.

Подставляя значение F_w в уравнение для φ_w и выражая D из формулы $D = 4 \pi^2 \frac{J_0 + J_1}{T_0^2}$ через момент инерции шарика

и гидродинамический момент инерции, $J_1 = m_1 l^2$, $J_0 = m_0 l^2$ и заменяя m_0 и m_1 их значениями, получим:

$$\varphi_{\text{м}} = \frac{5}{16\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{k}{l} y \frac{1 - \frac{2}{5}y}{\left(1 + \frac{1}{2}y\right)^2},$$

где

$$y = \frac{\rho_0}{\rho_1}.$$

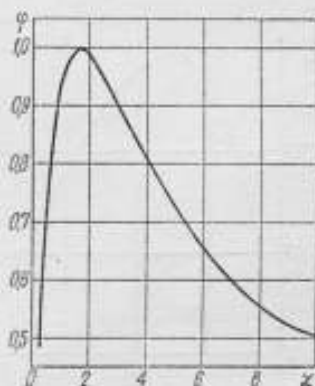
Исследуя это уравнение, видим, что экстремальное значение φ определяется последним множителем, т. е. дробью

$$y \frac{\left(1 - \frac{2}{5}y\right)}{\left(1 + \frac{1}{2}y\right)^2}.$$

Получим для y два экстремальных значения:

$$y_1 = -2 \quad \text{и} \quad y_2 = \frac{10}{13}.$$

Первый корень непригоден, так как отношение плотностей не может быть величиной отрицательной, и поэтому остается только одно значение: $y = \frac{\rho_0}{\rho_1} = \frac{10}{13}$. Таким образом, ви-



Фиг. 1. Кривая зависимости чувствительности φ от x .

дим, что в случае воды при $\rho_0 = 1$ для получения максимальной чувствительности радиометра ρ_1 должно быть равно 1,3, т. е. в качестве материала для шарика может служить пластмасса.

На фиг. 2 представлена кривая зависимости чувствительности φ от y . В этом случае кривая указывает, что при изменении y в сторону больших значений примерно в 2,5 раза и в сторону меньших в 5 раз по отношению к оптимальному значению y , φ изменяется в 2 раза.

Принимая во внимание полученное оптимальное значение для $\frac{\rho_1}{\rho_0}$, равное 1,3, и принимая $T_0 = 10$ сек., получаем формулу для угла поворота радиометра:

$$\varphi_{\text{м}} = 0,436 v^2 \frac{k}{l}.$$

Как видим из этой формулы, φ увеличивается с уменьшением расстояния между центром шарика и нитью подвеса (l),

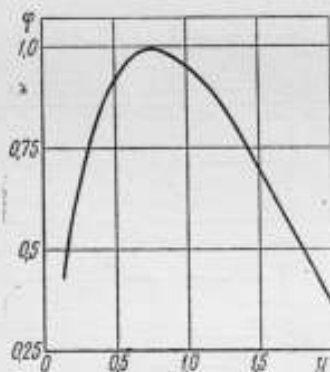
которое не может быть сделано меньше радиуса самого шарика. Таким образом, в эту зависимость вместо l , как наименьшее, можно подставить a и в результате получаем выражение для φ , не содержащее уже l , а только размеры шарика:

$$\varphi_m = 0,436 v^2 \frac{k}{a}. \quad (15)$$

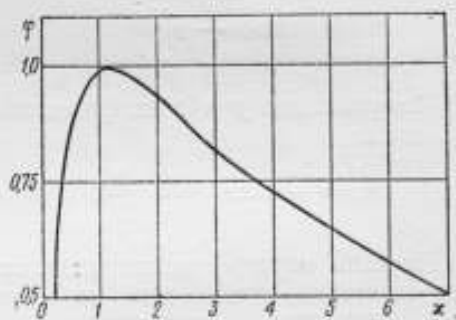
3. Радиометр с диском. Сила давления излучения в случае радиометра с диском выражается следующей формулой:

$$F_d = \frac{4}{3} \rho_0 v^2 k a^2 \frac{1}{1 + \frac{m_0}{m_1}} \sin 2kh. \quad (16)$$

Обозначения те же, что и в предыдущих случаях.



Фиг. 2. Кривая зависимости чувствительности φ от y



Фиг. 3. Кривая зависимости чувствительности φ от x

Сделав все преобразования аналогично предыдущему, получим для угла поворота:

$$\varphi_d = \frac{1}{3} \frac{1}{\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{k}{l} \frac{x}{\left(1 + \frac{8}{3\pi} x\right)^2},$$

где, как и выше,

$$x = \frac{a}{l} \frac{\rho_0}{\rho_1}.$$

Определяя экстремальное значение x , находим два корня, из которых пригоден только один: $x = 1,18$, т. е. для оптимальной чувствительности необходимо, чтобы соблюдалось следующее отношение между размерами диска и плотностями диска и среды:

$$\frac{a}{l} \frac{\rho_0}{\rho_1} = 1,18. \quad (17)$$

Принимая во внимание, что удовлетворительная точность получается при $t = \frac{1}{15} a$ и что $\rho_0 = 1$, получим, что $\rho_1 = 12,7$, т. е. диск должен быть сделан из тяжелого материала, например свинца.

На фиг. 3 представлена зависимость, аналогичная предыдущим случаям. Из фигуры видно, что, при изменении x примерно в 6 раз по отношению к оптимальному значению, φ изменяется в 2 раза.

При оптимальных условиях и при $T_0 = 10$ сек. угол поворота φ для радиометра с диском выражается формулой:

$$\varphi_d = 0,316 v^2 \frac{k}{a}. \quad (18)$$

Б. Оптимальные измерители в плоской бегущей волне

1. Звукомерный диск. Выражение для угла поворота звукомерного диска будет таким же, как и в случае пучности стоячих волн.

2. Радиометр с шариком. В этом случае сила давления излучения выражается формулой:

$$F_m = \pi \rho_0 v^2 k^4 a^6 \frac{1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}, \quad (19)$$

и угол поворота, следовательно, будет:

$$\varphi_m = \frac{3}{16 \pi^2} v^2 T_0^2 \frac{(ka)^4}{la} \frac{\rho_0}{\rho_1} \frac{1 + \frac{2}{9} \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\rho_1}\right)^2}. \quad (20)$$

Определяем $y = \frac{\rho_0}{\rho_1}$ в случае оптимальных условий. В данном случае получаем уже полное уравнение 4-й степени. Уравнение имеет следующий вид:

$$y^4 + 1,62 y^3 - 4,12 y^2 - 4 y + 5,5 = 0.$$

Это уравнение имеет четыре корня: два из них отрицательные, и мы их отбрасываем, и два положительные: $y = 1$ и $y = 1,37$. Эти корни показывают, что плотность излучателя должна равняться плотности среды ($y = \frac{\rho_0}{\rho_1} = 1$) либо быть меньше.

На фиг. 4 представлена зависимость величины чувствительности φ от y . Из фигуры видим, что зависимость φ от y на

участке от $y=1$ до $y=1,8$ настолько слабо выражена, что кривую на этом участке можно считать горизонтальной линией. При дальнейшем увеличении y непрерывно возрастает φ .

Это показывает, что чем тяжелее будет шарик, тем хуже будет работать измеритель. В пределах изменения от 1 до 2 материал шарика практически безразличен. Можно получить значительное увеличение чувствительности, применяя шарик удельного веса меньше 0,5, но это едва ли возможно использовать. Практически шарик должен быть как можно легче, но оптимума никакого не существует.

3. Радиометр с диском. Сила давления излучения в случае радиометра с диском:

$$F_{\sigma} = \frac{16}{27\pi} \rho_0 v^2 k^4 a^6 \left(\frac{1}{1 + \frac{m_0}{m_1}} \right)^2 \quad (21)$$

и угол поворота:

$$\varphi_{\sigma} = \frac{4}{27\pi^3} v^2 T_0^3 \frac{(ka)^4}{ta} \frac{x}{\left(1 + \frac{8}{3} \frac{x}{\pi}\right)^3}, \quad (22)$$

где

$$x = \frac{\rho_0 a}{\rho_1 t}.$$

Определяя максимум выражения $\frac{x}{\left(1 + \frac{8}{3} \frac{x}{\pi}\right)^3}$, находим,

что

$$x = \frac{\rho_0 a}{\rho_1 t} = 0,585. \quad (23)$$

Следовательно, исходя из условия

$$t = \frac{1}{15} a, \rho_0 = 1 \text{ и } T_0 = 10 \text{ сек.},$$

находим, что $\rho_1 = 25,6$. Получили материал тяжелее платины. Воспроизвести диск с такой плотностью невозможно. Таким образом, невозможно строго соблюсти оптимальные условия для случая радиометра с диском в плоской бегущей волне.

На фиг. 5 представлена зависимость чувствительности φ от x . Из кривой видим, что так же, как и во всех предыдущих случаях, величина последнего члена, а с ним и φ мало изменяется при изменении x . Так, при изменении x примерно в 2 раза (0,3—0,159) φ изменяется на 16%.

Таким образом, если нет необходимости добиваться максимальной чувствительности, диск для радиометра можно делать и из материала с плотностью в два раза меньшей, т. е. брать $\rho_1 = 13$.

В. Сравнение различных измерителей

Для большей наглядности сравнения полученных результатов помещаем их в сводную таблицу (табл. 6).

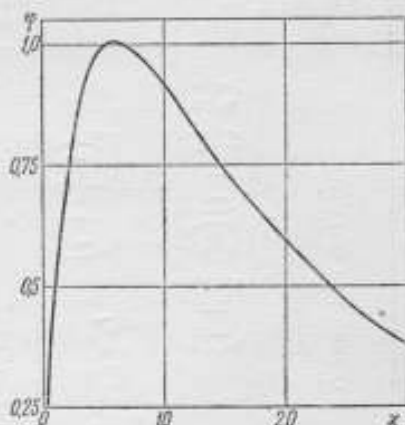
На основании полученных результатов (см. четвертый столбец табл. 6) можно сказать, что чувствительность всех измерителей в случае обоих видов полей будет тем больше, чем больше T_0 — период собственных колебаний измерителя.

В поле стоячих плоских волн в общем случае при $ka < 1$ чувствительность диска обратно пропорциональна квадрату радиуса.

Чувствительность радиометра в поле стоячих волн увеличивается с уменьшением l , т. е. величины плеча. Таким обра-



Фиг. 4. Кривая зависимости чувствительности φ от y



Фиг. 5. Кривая зависимости чувствительности φ от x

зом, шарик радиометра надо крепить впрыток с соединительным стерженьком так, чтобы точка поверхности шарика находилась на оси нити подвеса, при этом l равно радиусу самого шарика. Косвенным образом эта зависимость указывает на то, что чувствительность радиометра уменьшается с увеличением радиуса шарика. Аналогичную зависимость имеет и чувствительность радиометра с диском.

В поле плоских бегущих волн чувствительность звукомерного диска такая же, как в поле стоячих волн. Чувствительность же радиометра как с шариком, так и с диском различна в бегущих и стоячих волнах. В случае $ka < 1$ чувствительность для бегущих волн меньше, а при $ka > 1$, т. е. при высоких частотах, для стоячих волн меньше.

В шестом столбце табл. 6 приведены величины угла поворота измерителей φ при оптимальных условиях. Из этих данных мы видим, как отличаются чувствительность звукомерного

Сводка формул чувствительности диска и радиометров

Вид звукового поля	Тип измерителя	Угол поворота	Общий вид формул	x_{opt} и y_{opt}	Оптимальные значения α при $T_0 = 10$ сек.	Отношение к чувствит. диска
Поле плоских бегущих и пучность стоячих волн	Звукомерный диск	φ	$\frac{4}{3\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{1}{a} \left(1 + \frac{8x}{3\pi}\right) \left(1 + \frac{45x}{64\pi}\right)$	$x = 1,61$	$1,75 \frac{v^2}{a^2}$	1
	Радиометр с шариком	φ_m	$\frac{5}{16\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{k}{l} y \frac{1 - \frac{2}{5} \frac{y}{l}}{\left(1 + \frac{1}{2} y\right)^2}$	$y = 0,769$	$0,436 v^2 \frac{k}{l}$	$0,25 \frac{ka^2}{l}$
Поле плоских бегущих волн (бассейн)	Радиометр с диском	φ_0	$\frac{1}{3\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{k}{l} \frac{x}{\left(1 + \frac{8x}{3\pi}\right)^2}$	$x = 0,867$	$0,316 v^2 \frac{k}{l}$	$0,18 \frac{ka^2}{l}$
	Радиометр с шариком	φ_m	$\frac{3}{16\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{(ka)^4}{la} y \frac{1 + \frac{2}{9}(1-y)^2}{\left(1 + \frac{1}{2} y\right)^2}$	Строго оптимальные условия выполнить нельзя	—	—
	Радиометр с диском	φ_0	$\frac{4}{27\pi^2} v^2 T_0^2 \frac{(ka)^4}{la} \frac{x}{\left(1 + \frac{8x}{3\pi}\right)^2}$	То же	—	—

$$x = \frac{\rho_0}{\rho_1} \frac{a}{l}; \quad y = \frac{\rho_0}{\rho_1}; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_2}; \quad l - \text{плечо радиометра}$$

диска и радиометра с диском и шариком. В следующем столбце приведено отношение чувствительностей радиометров к чувствительности диска. Эти отношения показывают, что на низких частотах при $\lambda > 2\pi a$ (область звуковых частот) наиболее чувствительным прибором будет звукомерный диск. На практике неравенство $\lambda > 2\pi a$ считают выполнимым, если $\lambda = 10a$. Если взять диск с диаметром 6 мм, то длина волны звуковых колебаний должна быть больше или равна 3 см, и, следовательно, частота в воде будет 50 000 гц.

Таким образом, с точки зрения малости диска можно производить измерения до частот $f = 50\,000$ гц. При более высоких частотах (ультразвуковые частоты) радиометр чувствительнее. Здесь необходимо отметить, что условие $\lambda > 2\pi a$ исключает возможность применения диска, так как расчет момента вращения диска справедлив только при условии $\lambda > 2\pi a$.

В случае же радиометра длина волны может быть и меньше $2\pi a$, так как для этого случая имеется разработанная теория для определения поправок и даже кривая, дающая зависимость величины поправки от длины волны [Л. 3].

Чувствительность радиометра с шариком, по данным табл. 6, получается примерно в 1,4 раза больше, чем у радиометра с диском.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. Т. Соколов, ЖТФ, 12, 561, вып. 9, 1942; ЖТФ, 15, 223, 1945, вып. 4-5.
2. L. V. King, Proc. Roy. Soc., 147, 212, 1934; 153, 3, 1935.
3. E. Klein, J.A.S.A. 9, 4, 1938.

СПОСОБ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ГРАДУИРОВКИ КОНДЕНСАТОРНОГО МИКРОФОНА В КАМЕРЕ МАЛОГО ОБЪЕМА

За последнее время получил широкое применение абсолютный метод электростатической градуировки конденсаторных микрофонов, с применением дополнительного электрода. Этот метод при наличии большого количества положительных сторон имеет один весьма существенный недостаток, заключающийся в необходимости производить точное определение расстояния между приемной частью микрофона и дополнительным электродом.

Перед нами была поставлена задача исследовать преимущества другого метода градуировки конденсаторного микрофона, основанного на применении специальной камеры малых размеров, в которую помещается без предварительной разборки конденсаторный микрофон. Камера снабжается электродинамическим телефоном и контрольным капсюлем, градуировка которого осуществляется электростатически, с использованием его внутреннего электрода.

Процесс градуировки конденсаторного микрофона по этому методу протекает по схеме фиг. 1:

а) контрольный капсюль, помещенный, с одной стороны, в полость указанной камеры и, с другой стороны, связанный с высокочастотной схемой, градуируется электростатическим методом (с использованием его внутреннего электрода) по некоторому постоянному давлению, создаваемому искусственно в этой камере;

б) по отградуированному контрольному капсюлю градуируется электродинамический телефон, создающий переменное звуковое давление;

в) испытуемый конденсаторный микрофон градуируется по давлению, развиваемому электродинамическим телефоном в той же камере, которая обладает малым объемом.

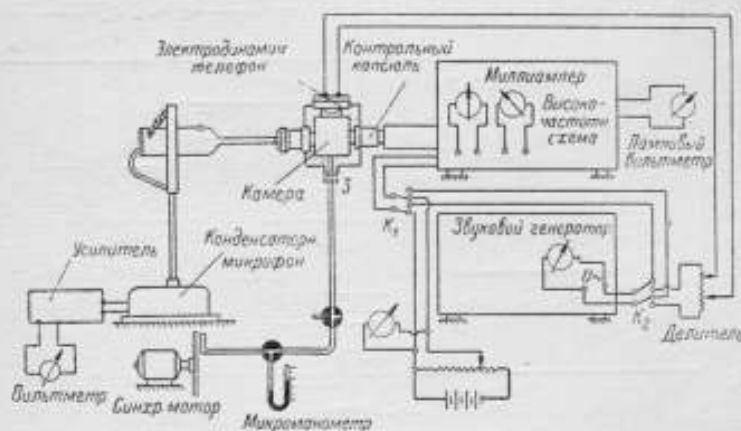
Рассмотрим более подробно весь процесс градуировки микрофона.

При электростатической градуировке контрольного капсюля мы используем его внутренний электрод. Компенсация статического давления осуществляется за счет изменения потенциала на внутреннем электроде капсюля.

На мембрану будут действовать следующие силы:

- 1) воздушное статическое давление P_i ;
- 2) сила электрического притяжения между мембраной и внутренним электродом:

$$P_e = k(U_0 - U_x)^2,$$



Фиг. 1. Схема градуировки конденсаторного микрофона

где

U_0 — поляризующее напряжение;

U_x — величина компенсирующего напряжения.

Условие компенсации состоит в том, что

$$k(U_0 - U_x)^2 - P_i = kU_0^2.$$

Отсюда

$$P_i = 2kU_0U_x \left(1 - \frac{U_x}{2U_0}\right).$$

В целях получения линейной зависимости между U_x и P_i член $\frac{U_x}{2U_0}$ должен быть пренебрежимо малым по сравнению с единицей, т. е. должно быть соблюдено условие

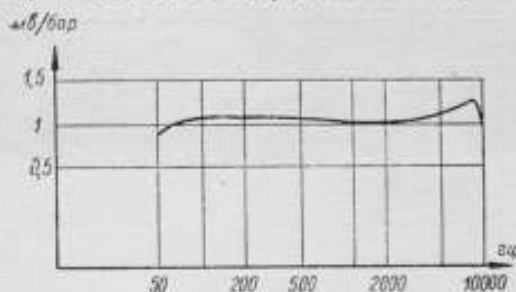
$$U_x \ll 2U_0.$$

При величине поляризующего напряжения $U_0 = 240$ в достаточно ограничить U_x , выбирая его не более 10 в:

$$\frac{U_x}{2U_0} = \frac{10}{2 \cdot 240} = 0,0208 \approx 2\%.$$

При этом полость камеры изолируется от окружающей среды заглушкой Z (см. фиг. 1), так как наличие трубки, подведенной к камере, способствует образованию в ней резонансных явлений. Соединение электродинамического телефона со звуковым генератором осуществляется ключом K_2 (фиг. 1) через делитель напряжения. Постепенно увеличивается напряжение, подводимое от генератора к телефону, пока стрелка лампового вольтметра не достигнет того положения, которое соответствует назначенному звуковому давлению по градуировке контрольного капсюля.

Градуировка телефона производится в диапазоне частот от 50 до 10 000 гц и состоит в определении напряжения на вы-



Фиг. 3. Частотная характеристика микрофона МИК-3

ходе электродинамического телефона, соответствующего создаваемому в полости камеры заданного постоянного звукового давления.

Заключительная операция сводится к градуировке поверяемого конденсаторного микрофона. Для этого на зажимы телефона подается полученное при его градуировке значение напряжения при определенной звуковой частоте генератора.

Чувствительность конденсаторного микрофона к заданному давлению записывается по показанию прибора, стоящего на выходе усилителя.

Из сравнительно краткого описания настоящего способа видно, насколько большую измерительную программу необходимо проделать для получения желаемого результата.

Практические возможности применения этого способа для градуировки конденсаторных микрофонов будут зависеть от стабильности контрольного капсюля, играющего роль образцового прибора, и всех элементов измерительного тракта. Сама градуировка (последняя стадия) не является сложной и не требует больших затрат по времени.

Проведенные эксперименты по градуировке конденсаторного микрофона МИК-3 показали, что расхождения, полученные при повторных операциях по компенсации статического давления,

лежат в пределах: по давлению 0,25%, по напряжению 0,5%. На фиг. 3 приведена частотная характеристика микрофона МИК-3, полученная по этому способу.

В заключение следует отметить, что настоящий способ можно рекомендовать только в тех случаях, когда требуются массовые проверки конденсаторных микрофонов с точностью в ± 2 дб.

При этом сложный процесс градуировки камеры производится только один раз. При изготовлении камеры необходимо обратить внимание на ее герметичность и размеры, которые должны быть минимальными, так чтобы наибольший линейный размер камеры не превосходил $\frac{1}{4} + \frac{1}{10}$ наименьшей длины волны. В нашем случае он был равен 14 мм.



ОПЕЧАТКИ

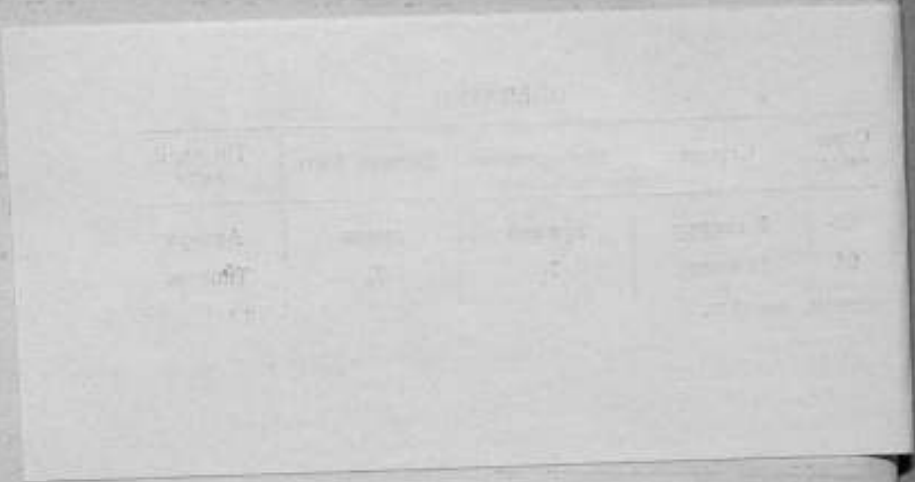
Страница	Строка	Напечатано	Должно быть	По чьей вине
53	7 сверху	прямой	линии	Автора
95	14 снизу	7 ₀	7 _o	Типогр.

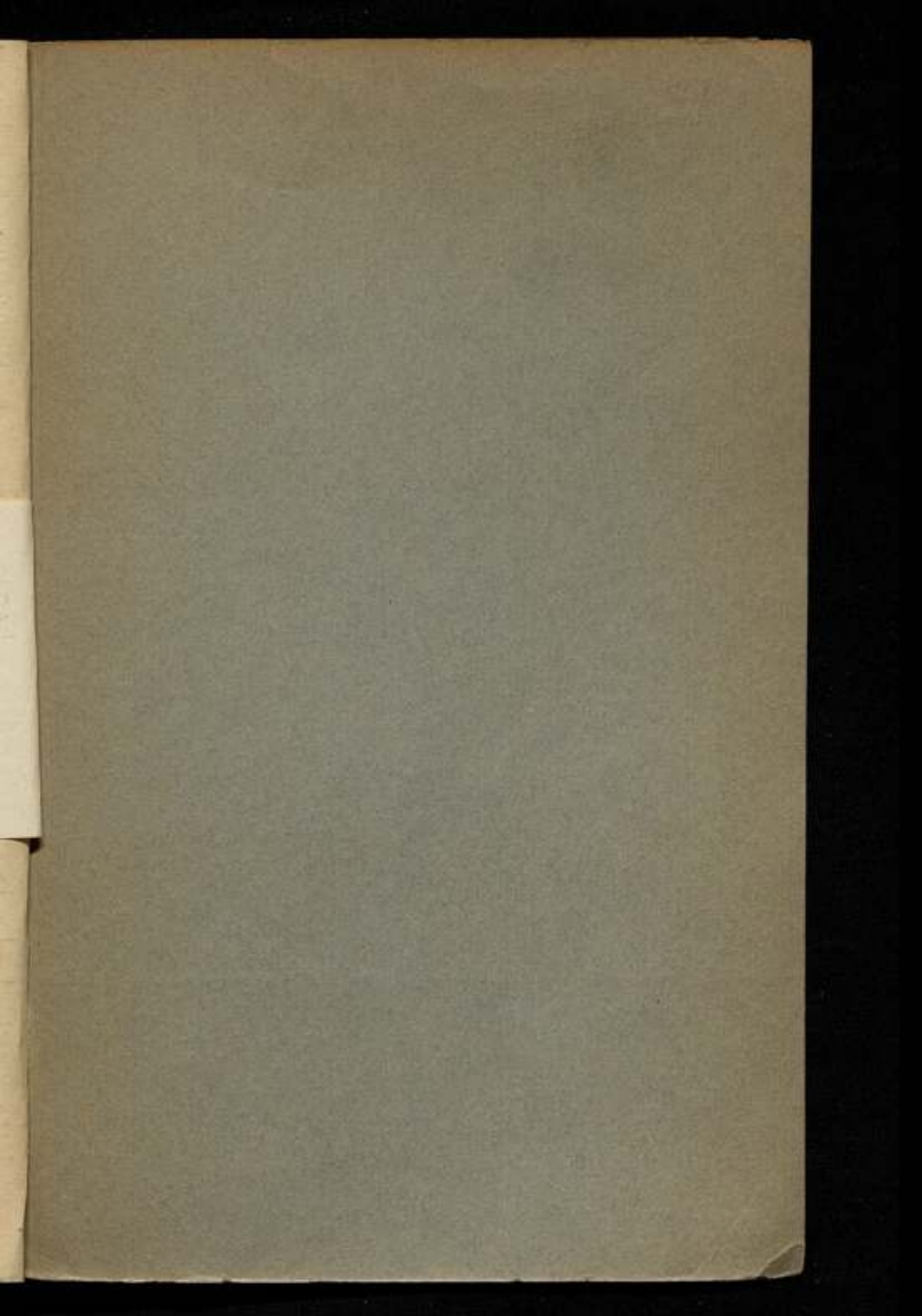
ВНИИМ, вып. 13, 73.

лежат в пределах: по давлению 0,25%, по напряжению 0,5%. На фиг. 3 приведена частотная характеристика микрофона МИК-3, полученная по этому способу.

В заключение следует отметить, что настоящий способ можно рекомендовать только в тех случаях, когда требуются массовые проверки конденсаторных микрофонов с точностью в ± 2 об.

При этом сложный процесс градуировки камеры производится только один раз. При изготовлении камеры необходимо обратить внимание на ее герметичность и размеры, которые должны быть минимальными, так чтобы наибольший линейный размер камеры не превосходил $\frac{1}{6} + \frac{1}{10}$ наименьшей длины волны. В нашем случае он был равен 14 мм.





Цена 5 руб.