

Справ.

КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ  
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

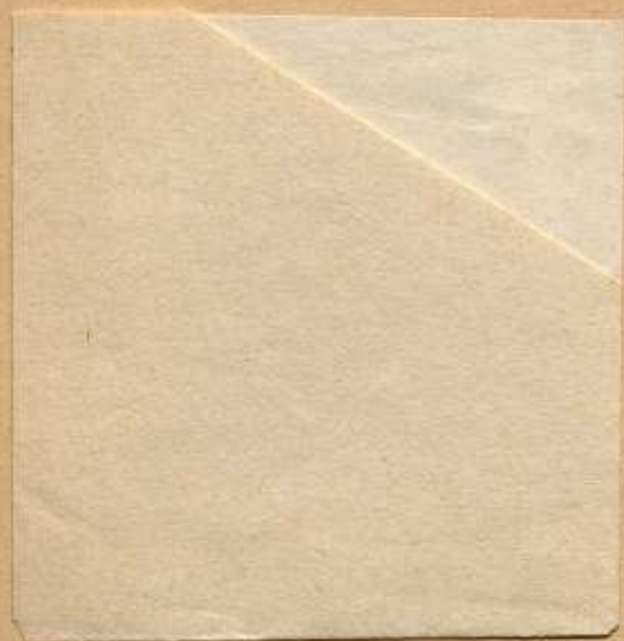
## **РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ**

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

*ВЫПУСК 44 (104)*

СТАНДАРТГИЗ

МОСКВА — 1960



КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
при СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ  
ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

# РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 44(104)

БИБЛИОТЕКА  
Всесоюзного научно-иссле-  
дательского института метрологии  
имени Д. И. Менделеева

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ  
МОСКВА — 1960

ж 12251

Ответственный редактор выпуска  
канд. техн. наук Л. М. ЗАКС

Редакционная коллегия:

Г. Д. Бурдун, А. Л. Дуклер, В. И. Ермаков, М. К. Жоховский, Л. М. Закс,  
А. И. Константинов, В. Ф. Лубенцов, М. П. Орлова, Л. М. Пятигорский,  
И. Г. Русаков, Н. А. Сорокин, В. Н. Титов



## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник объединяет статьи, посвященные работам лаборатории радиоизмерений ВНИИФТРИ 1956—1957 гг. Основное направление работ лаборатории — разработка методов и исходных образцовых установок и приборов для точных измерений напряжений, токов, мощностей, ослаблений, сопротивлений, напряженности поля и радиопомех, параметров импульсов и характеристик материалов в широком диапазоне частот.

В публикуемых материалах нашла отражение линия развития лаборатории за эти годы — от решения частных задач по созданию образцовых средств для поверки небольшой группы приборов, иногда даже одного прибора, к всестороннему охвату данной области измерений широкодиапазонными установками предельной точности, создание которых требует углубленного анализа разнообразных методов и погрешностей измерения.

В статье В. И. Ермакова, открывающей сборник, очерчен общий круг задач в области радиометрологии, которые в настоящее время стоят перед работниками как специализированных метрологических учреждений, так и отраслевых научно-исследовательских институтов и предприятий радиоприборостроения.

Два основных метода измерения ослаблений на СВЧ — метод сравнения на промежуточной частоте и метод замещения на высокой частоте — рассмотрены в работах Л. А. Биргера и Л. Н. Брянского. В первой дан исчерпывающий анализ погрешностей супергетеродинной установки ВНИИФТРИ типа ИОСГ-1 для сантиметрового диапазона волны, являющейся в настоящее время исходной для страны. Есть основания полагать, что точность ее находится на уровне наивысшей точности, достигнутой на установках этого типа.

Во второй работе приведены результаты исследования образцовых ослабителей миллиметрового диапазона, на базе которых в настоящее время разработаны соответствующие образцовые установки. Простота и высокая производительность поверки делают целесообразным применение таких установок, несмотря на меньшую точность и меньший диапазон измеряемых ослаблений, чем в установках супергетеродинного типа.

Отсутствие полноценных элементов трактов СВЧ, обладающих достаточной стабильностью, воспроизводимостью и удобством настройки, является в настоящее время одним из главных препятствий для существенного повышения точности измерений мощностей, ослаблений, коэффициентов отражений. В работе В. И. Проценко намечены пути создания и приведены результаты предварительных исследований прецизионных трансформаторов полных сопротивлений как в виде отдельных приборов, так и встроженных, например, в термисторные головки.

В статье А. К. Томашевского даны описание и расчет им схемы простого термисторного моста с непосредственным отсчетом измеряемой мощности, обеспечивающей весьма высокую стабильность показаний (порядка 0,5—1 мквт) и относительно высокую точность (порядка

3—4%). Отсутствие автоматического измерения замещающей мощности и необходимость питания от батарей компенсируются простотой конструкции, универсальностью и высокой чувствительностью моста. В настоящее время во ВНИИФТРИ разработана конструкция такого моста для работы с любыми сопротивлениями термистора от 50 до 400 ом.

Весьма мало исследованной проблеме погрешностей измерения термисторными измерителями мощности в импульсном режиме посвящена работа В. Д. Фрумкина. Имеющиеся литературные данные о соответствующих исследованиях за рубежом относятся только к проволочным болометрам. Разработанная автором методика определения погрешностей при измерении средней мощности импульсномудулированных СВЧ колебаний и приводимые в работе результаты предварительных исследований показывают серьезность этой проблемы также и для термисторных измерителей. Особенно важно то обстоятельство, что необходимость обеспечить достаточную точность и в импульсном режиме в значительной степени определяет требования к конструкции и режиму работы термистора.

В статье В. Р. Лопаня подведены итоги важнейшего раздела проводившейся в 1955—1957 гг. во ВНИИФТРИ работы по созданию группы исходных приборов для измерений токов на высоких частотах — термоамперметра, фотоамперметра, электродинамического амперметра. Особый интерес представляет последний прибор в связи с его малой частотной зависимостью и широким диапазоном измеряемых токов. Ведущиеся в настоящее время во ВНИИФТРИ работы показывают возможность дальнейшего расширения области использования электродинамического амперметра как по диапазону частот, так и по диапазону измеряемых токов.

Работа М. М. Левина касается разрабатываемой во ВНИИМ и ВНИИФТРИ проблемы диодного высокочастотного вольтметра. Проанализировано влияние нестабильностей элементов схемы вольтметра на его погрешности и предложена методика расчета этой составляющей погрешности.

В статье Л. С. Неустроева описаны методика и аппаратура для измерения временных параметров радиоимпульсов, выдаваемых генераторами стандартных сигналов. Проведенный теоретический анализ искажений радиоимпульсов при прохождении через детектор и широкополосный усилитель показал приемлемость выбранного метода для практических целей поверки, впредь до создания аппаратуры для непосредственного воспроизведения и измерения радиоимпульсов.

Две работы Л. А. Переверзева охватывают задачи поверки измерителей радиопомех. В диапазоне до 20 Мгц эта задача решается с помощью разработанного в 1955—1956 гг. и внедренного в настоящее время в поверочную практику генератора импульсов типа ИГ-1, подробное описание и исследование которого приведено в первой статье. Во второй статье автор рассматривает возможности использования радиоимпульсов для поверки измерителей помех в диапазоне свыше 20 Мгц. В настоящее время во ВНИИФТРИ заканчивается разработка соответствующей установки.

В работе Е. Б. Зальцмана проанализированы волноводные методы измерения параметров магнитоэлектриков в сантиметровом диапазоне волн. Результатом этого анализа явились сравнительно простые расчетные формулы, положенные в основу разработанных в 1957 г. методических указаний по использованию измерителя диэлектриков 36-И для измерения параметров магнитоэлектриков.

## МЕТРОЛОГИЯ В РАДИОИЗМЕРЕНИЯХ

Измерения радиотехнических величин и характеристик составляют определенную область научно-технической деятельности большого числа ученых и инженеров.

Эта деятельность основывается на использовании всех технических достижений радиотехники и электроники и научных исследований в области радиофизики. Исключительно большой объем задач, которые в свою очередь ставятся радиотехникой и радиофизикой перед работниками в области радиоизмерений, вызвал специализацию как по отдельным видам измерений, так и по характеру и направленности деятельности в каждом из этих видов.

В настоящее время наметились две группы работников в области радиоизмерений — радиоприборостроители, деятельность которых направлена на создание приборов и средств измерения, и радиометрологи, составляющие пока еще весьма ограниченную группу лиц, имеющих объектом своей деятельности сам процесс измерения, основными характеристиками которого являются верность и точность.

Вопросами, которые преимущественно относятся к радиоприборостроению, являются разработка схем, конструкций и технологии производства радиоизмерительной аппаратуры с целью получения определенных технических характеристик приборов, таких, как диапазон частот, пределы измерений, чувствительность, стабильность, устойчивость против влияния изменений внешних условий и многие другие.

Основным назначением радиометрологии является обеспечение верности и требуемой точности измерений, осуществляемых при помощи радиоизмерительных приборов. Общим звеном, играющим роль связи между радиоприборостроением и радиометрологией, является обеспечение верности и оценка точности самих измерительных приборов, причем в радиоприборостроении этот вопрос рассматривается с точки зрения схем конструкций и технологии изготовления, а в радиометрологии с точки зрения путей правильной оценки погрешностей приборов.

Необходимость в разработке метрологических вопросов радиоизмерений возникла уже после того, как радиоприборостроение прошло длительный путь развития и были созданы многочисленные и разнообразные типы приборов. Она возникла в связи с повышением требований к точности измерений и, следовательно, к качеству радиоизмерительных приборов, в особенности к постоянству их показаний и к снижению погрешностей. Эти требования невозможно удовлетворить до тех пор, пока не будут решены чисто метрологические задачи радиоизмерений. Доказательством этого могут служить многочисленные и всем известные примеры, когда достаточно хорошо конструктивно проработанные приборы оказываются в значительной степени бесполезными при ответственных измерениях, так как отсутствуют средства для установления действительных значений погрешностей приборов и погрешностей измерений с помощью этих приборов.

Радиометрология стала оформляться в виде определенной области радиоизмерений сравнительно недавно, и среди работников, занимаю-

щихся радиоизмерениями, существуют различные представления о ее конкретном содержании. В связи с этим представляется необходимым установить круг задач, которые должна решать радиометрология, тем более, что эти задачи настолько тесно связаны между собой, что могут решаться только комплексно.

### ОСНОВНЫЕ ЗАДАЧИ РАДИОМЕТРОЛОГИИ

Объектом исследований отраслевой метрологии радиоизмерений, по мнению автора, должны явиться четыре основных направления:

1. Установление действительных погрешностей радиоизмерительных приборов и связанные с этим разработки методов и аппаратуры для испытаний приборов.

2. Создание образцовой аппаратуры для поверки рабочих приборов, исследования методов поверки и научная разработка вопросов постановки поверочного дела.

3. Создание эталонов или исходных установок для хранения и передачи точно известных значений величин или характеристик процессов и элементов радиотехнических устройств и исследование методов передачи верных значений от этих устройств к образцовым мерам или приборам.

4. Изучение вопросов конкретного применения приборов для измерений и испытаний радиотехнической аппаратуры с точки зрения оценки получаемых при этом погрешностей.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретного содержания каждого из этих вопросов, необходимо установить некоторые наиболее характерные черты радиометрологии.

Основная черта метрологии радиоизмерений, отличающая ее от всех других возможных отраслевых метрологий, заключается в том, что в большинстве случаев радиотехнические величины и характеристики измеряются в очень большом диапазоне частот — от 0,1 гц до 40 000 Мгц, а в ближайшее время — до 100 000 Мгц.

Второй характерной чертой является большое количество разнообразных величин и характеристик, подвергающихся измерениям в радиотехнике. Можно насчитать свыше 20 только основных величин и характеристик — это частота, фаза, напряжение, ток, мощность, затухание, активное, реактивное и полное сопротивление, напряженность электромагнитного поля, характеристики уровня помех, коэффициенты отражения или КСВН передающих линий, входов и выходов радиотехнических устройств, коэффициент амплитудной модуляции, характеристики частотной и фазовой модуляции, коэффициент нелинейных искажений, длительность импульсов или отдельных их частей, добротности катушек и контуров, характеристики материалов и др. В этот перечень не вошли многочисленные характеристики, используемые для оценки радиовакуумных и полупроводниковых приборов, антенных систем, телевизионных, локационных и других устройств. Многие из перечисленных здесь величин имеют очень большие отношения максимального предела измерения к минимальному, достигающие до  $10^{18}$  при измерениях мощности, до  $10^{12}$  при измерениях напряжения и частоты, до  $10^{10}$  при измерениях длительности импульсов и т. д.

Обе характерные черты радиоизмерений чрезвычайно расширяют и усложняют объем вопросов, стоящих перед метрологией радиоизмерений.

**Установление погрешностей приборов.** Под погрешностью прибора понимается разность между значением величины, измеренной прибором, и значением этой же неизменной величины, измеренной или воспроизведенной образцовой мерой или образцовым прибором. При этом предполагается, что погрешность образцовой меры или прибора, погрешность метода измерения при помощи образцового устройства и не-



стабильность самой измеряемой величины существенно малы по сравнению с погрешностью поверяемого или калибруемого прибора и ими можно пренебречь.

Поверка или калибровка приборов проходит обычно при условиях нормальных для образцовой аппаратуры, и поэтому установленная таким образом погрешность является основной, т. е. она имеет место только для данных вполне определенных внешних условий и для данной частоты или для диапазона частот. Определение многочисленных дополнительных погрешностей требует разработки специальных методов, а иногда и специальной испытательной аппаратуры.

К сожалению, новые измерительные приборы создавались и отчасти еще создаются без параллельной разработки образцовой и испытательной аппаратуры, поэтому указанный выше обычный и единственно правильный метод оценки величины погрешности прибора не применялся в отношении почти всех групп радиоизмерительных приборов. Исключением составляют приборы для измерения частоты, которые имеют несколько разрядов образцовых установок, включая эталон частоты. Наиболее широкое распространение получил паллиативный метод оценки погрешностей, заключающийся в определении отдельных составляющих общей погрешности прибора с последующим их суммированием по какому-либо закону. Этот закон часто устанавливается произвольно. Например, иногда все погрешности суммируются арифметически, иногда по квадратичному закону. Почти всегда предполагается при этом, что частные погрешности входят в общую целиком, без каких-либо коэффициентов, стоящих перед ними. В результате действительные погрешности приборов, даже предназначенных для измерения одинаковых величин, оказываются совершенно неопределенными.

Неопределенность и различия в толковании понятия погрешность радиоизмерительного прибора еще более усугубляются тем, что отсутствуют какие-либо общепризнанные нормы, определяющие, как должны нормироваться погрешности для каждого из видов радиоизмерительных приборов. Некоторые нормируют максимальную погрешность, которая имеет место при пользовании прибором в самых невыгодных для него внешних условиях, например при большой отрицательной или положительной температуре, влажности и пр. Другие включают в допустимую погрешность прибора возможные погрешности измерения, которое проводится этим прибором, например погрешности из-за КСВН выхода генератора при измерениях мощности. Много недоразумений вызывает также вопрос о параметрах точности, которые нужно принимать для оценки случайных погрешностей приборов. В процессе разработки не всегда подвергаются анализу вопросы, связанные с применением приборов; поэтому не представляется возможным обоснованно установить, каким из параметров точности нужно характеризовать прибор: среднеквадратичной, предельной или какой-либо другой случайной погрешностью.

Решение перечисленных выше вопросов является необходимым условием для дальнейшего прогресса не только радиоприборостроения, но и всей радиопромышленности в целом, так как необоснованное повышение или снижение точности приборов немедленно переносится на допуски при изготовлении радиотехнической аппаратуры и деталей, а нарушение верности значений измеряемых величин сильно затрудняет кооперацию в промышленности. Недостаточно точные или неправильно показывающие приборы создают большие трудности при эксплуатации и ремонте.

Из сказанного ясно, что одним из основных направлений работы в области радиоизмерений и, в частности, в радиометрологии является установление действительных погрешностей радиоизмерительных приборов, для чего прежде всего необходимо:

а) разработать рекомендации по нормированию погрешностей для каждой группы радиоизмерительных приборов;

б) установить законы суммирования частных погрешностей для тех групп приборов, для которых еще отсутствуют средства калибровки или поверки непосредственно по измеряемой величине;

в) разработать методы калибровки и поверки приборов и необходимую для этого испытательную аппаратуру.

**Разработка образцовой аппаратуры.** Образцовые приборы и установки используются не только для правильной оценки погрешностей приборов или для их калибровки, но и для систематического наблюдения за погрешностями приборов в процессе эксплуатации последних, т. е. для поверочного дела. Поэтому в общем парке измерительной аппаратуры страны эта группа приборов совершенно необходима.

Основные требования, предъявляемые к образцовой радиоизмерительной аппаратуре, заключаются в следующем:

1. Общая погрешность образцовой меры или прибора и метода сличения поверяемого прибора с образцовым должна быть пренебрежимо малой по сравнению с погрешностью поверяемых приборов. Поэтому задача создания образцовой аппаратуры в большой степени является задачей создания значительно более точных приборов и мер, чем рабочие приборы и меры. Технические трудности, связанные с разработкой большого числа точных приборов и высокостабильных вспомогательных устройств к ним, во много раз возрастают из-за больших пределов измерения и чрезвычайно широкого диапазона частот, которые свойственны радиоизмерительным приборам.

2. Образцовые установки низших разрядов, предназначенные для массовых поверок и калибровок рабочих приборов, должны быть просты и удобны в обращении и не должны требовать для своего обслуживания высококвалифицированного персонала. Важным соображением при выборе того или иного варианта установки является то, что время, затрачиваемое на поверку прибора, должно быть минимальным.

3. Должны существовать средства и методы для аттестации самих образцовых установок с необходимой точностью.

Помимо этих требований, которые определяют технические данные образцовых установок, эти данные в немалой степени зависят также от метода поверки, разработанного для определенной группы приборов. На основании изучения рабочих приборов должны быть установлены: метод измерения, количество поверяемых значений измеряемой величины в диапазоне частот прибора, внешние условия измерения, количество измерений в каждой отсчетной точке, порядок подсчета погрешностей. Следовательно, и при создании образцовых установок первой стадии работы должно быть тщательное изучение рабочих приборов.

В парке образцовой аппаратуры существенную роль играют установки, предназначенные как для комплексного испытания приборов, так и для определения их отдельных характеристик, как правило, идентичных и неизменных для данного типа. Эти характеристики устанавливаются при испытаниях типа и в дальнейшем не подвергаются периодической поверке. В качестве примера такой установки можно привести установку для определения частотной погрешности ламповых вольтметров. Так как эта погрешность остается для данного типа постоянной, то при периодических поверках она не контролируется, что дает возможность поверять вольтметры на низкой частоте. Такого рода аппаратура составляет особый класс образцовых установок.

Вопросы, связанные с созданием таких установок, также составляют предмет изучения отраслевой метрологии.

**Разработка исходных установок.** Радиотехника не имеет специальных эталонов, за исключением эталона частоты, так как все единицы,

используемые в радиотехнике, взяты из электротехники или других областей техники, где для них имеются эталоны. Поэтому в радиотехнике можно говорить лишь об исходных установках, которые воспроизводят или измеряют различные характеристики с максимальной возможной для данного уровня техники точностью или же являются средствами приведения единиц величин на высокой частоте к эталонам на постоянном токе или низкой частоте.

Создание специальных эталонов единиц на высокой частоте вряд ли может быть оправдано, так как в этом случае пришлось бы создавать большое количество эталонов для различных участков спектра частот, которые все равно необходимо приводить друг к другу, т. е. проделывать работу не менее сложную, чем приведение к существующим эталонам.

Но и сами исходные установки далеко не во всех случаях являются необходимыми элементами поверочной схемы. Существует группа образцовых установок и рабочих приборов, в которых образцовыми средствами служат электрические и другие меры и приборы. Естественно, что в этом случае необходимость в исходных установках на радиочастотах отпадает, если погрешность сличения с образцовыми средствами на постоянном или переменном токе низкой частоты меньше или равна возможной погрешности сличения и погрешности исходной установки на высокой частоте.

Все требования, которые необходимо выполнять при разработке образцовых установок, остаются в силе и для исходных установок, за исключением требований простоты и достаточной производительности. В случае, когда необходимо получить точность, значительно превосходящую точность образцовых установок, такое требование выполнено быть не может, да оно и несущественно, так как исходные установки имеют стационарный характер, всегда обслуживаются высококвалифицированным персоналом и число аттестуемых на них образцовых установок сравнительно невелико.

Из сказанного следует, что содержание работы в связи с этой задачей радиометрологии заключается в определении того, для аттестации каких образцовых средств нужны исходные установки и какие величины (характеристики) они должны воспроизводить или измерять, в создании и аттестации самих исходных установок, в разработке методов переноса верных и точных значений величин или характеристик от исходных установок к образцовым мерам или приборам низших разрядов.

**Вопросы применения приборов.** Исследования методов измерений с помощью приборов являются четвертой основной задачей радиометрологии, которой до настоящего времени занимаются очень мало. Между тем, фактическая погрешность измерения с помощью прибора может оказаться, и почти всегда оказывается, значительно большей, чем определенная с помощью образцовой установки погрешность измерительного прибора. С подобным случаем мы, например, сталкиваемся при измерении величин, связанных с интенсивностью высокочастотных колебаний, при измерении ослаблений и пр. Это сильно обесценивает достижения, которые могут быть получены при создании точных образцовых установок и рабочих приборов, так как эта точность не может быть в действительности реализована, если неизвестны погрешности измерения и законы их суммирования при определении погрешности результата измерения.

Представляется очевидным, что дальнейшие успехи радио-приборостроения и радиоизмерений в целом зависят в основном от укрепления связи между радиоприборостроением и радиометрологией и быстрого решения сформулированных выше задач.

### ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫМ МЕТОДОМ

Супергетеродинный метод измерения ослаблений, основанный на использовании амплитудной линейности процесса преобразования частоты, состоит в сравнении ослабления высокочастотного аттенюатора с ослаблением образцового аттенюатора в тракте промежуточной частоты супергетеродинного усилителя [5]. Супергетеродинный метод сочетает высокую точность измерений, широкий частотный диапазон, высокую чувствительность и поэтому находит широкое применение в прецизионных установках, предназначенных для градуировки и поверки аттенюаторов на высоких и сверхвысоких частотах. Особенно высокая

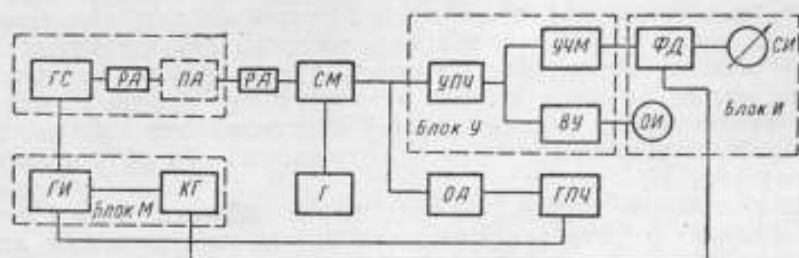


Рис. 1. Блок-схема супергетеродинного измерительного усилителя

КГ—кварцевый генератор частоты модуляции; ГИ—генератор прямоугольных импульсов; ГС—генератор сигнала; РА—развязывающий аттенюатор; ПА—поворотный аттенюатор; СМ—смеситель; Г—гетеродин; УПЧ—усилитель промежуточной частоты; УЧМ—усилитель частоты модуляции; ФД—фазовый детектор; СИ—стрелочный индикатор; ВУ—видеоусилитель; ОИ—осциллографический индикатор; ОА—образцовый аттенюатор промежуточной частоты; ГПЧ—генератор промежуточной частоты.

чувствительность и точность измерений достигаются при использовании нулевого модуляционного метода усиления слабых сигналов, разработанного в радиоастрономии [6].

Рассматриваемая блок-схема супергетеродинного измерительного усилителя показана на рис. 1.

Поверяемый аттенюатор ПА, питаемый высокочастотным генератором сигнала ГС, подключен к смесителю СМ. Выход смесителя подключен к усилителю промежуточной частоты УПЧ. На вход УПЧ подается также сигнал от генератора промежуточной частоты ГПЧ через образцовый аттенюатор ОА. Высокочастотный генератор сигнала и генератор промежуточной частоты модулируются в противофазе прямоугольными импульсами длительностью полпериода частоты модуляции, выдаваемыми генератором импульсов ГИ. Частота модуляции задается стабильным кварцевым модулятором КГ. При описанном способе модуляции на вход УПЧ поочередно поступают либо сигнал от поверяемого аттенюатора, либо сигнал от образцового аттенюатора. При равенстве сигналов напряжение на выходе детектора УПЧ не содержит сигнала частоты модуляции. При этом показания стрелочного индикатора СИ, включен-



ного на выходе фазового детектора ФД, равны нулю. Если один из сигналов больше, то стрелочный индикатор отклоняется от нулевого положения влево или вправо, в зависимости от того, какой из сравниваемых сигналов больше. Усилитель частоты модуляции УЧМ, включенный между детектором УПЧ и фазовым детектором, содержит узкополосный кварцевый фильтр. Благодаря этому обеспечивается возможность измерений при сигналах ниже уровня шума. Для контроля качества модуляции используется видеоусилитель ВУ и осциллографический индикатор ОИ.

Процесс измерения весьма прост и состоит в следующем. Поверяемый и образцовый аттенюатор устанавливаются в начальные положения. Регулировкой мощности ГПЧ добиваются равенства сигналов на входе УПЧ, о чем судят по нулевым показаниям выходного индикатора. Затем вводят измеряемое ослабление, а установку образцового аттенюатора изменяют таким образом, чтобы снова восстановить равенство сигналов. Ослабление, введенное при этом на образцовом аттенюаторе, равно, очевидно, измеряемому ослаблению.

При переходе от начальной установки аттенюатора к поверяемому уровню сигнала на входе УПЧ меняется на величину вводимого ослабления. Примерно на такую же величину необходимо изменять усиление УПЧ для того, чтобы сохранить необходимую чувствительность индикатора и не допустить насыщения в усилительных каскадах.

В рассматриваемом измерительном усилителе регулировка усиления осуществляется шунтированием контуров УПЧ с помощью специальных малоемкостных переключателей. Используются восемь ступеней по 10 дБ, две ступени по 5 дБ и две ступени по 3 дБ. При таком способе регулировки усиления обеспечивается постоянство резонансной частоты УПЧ и расширение полосы пропускания при уменьшении усиления. Оба обстоятельства, как это будет видно из дальнейшего, способствуют уменьшению погрешности, вызываемой нестабильностью частоты.

Погрешность измерения ослаблений по схеме рис. 1 складывается из следующих основных составляющих:

1. Погрешность образцового аттенюатора промежуточной частоты ( $\Delta_0$ ).
2. Погрешность из-за нелинейности смесителя ( $\Delta_{не}$ ).
3. Погрешность из-за влияния тепловых шумов ( $\Delta_{ш}$ ).
4. Погрешность из-за нестабильности частоты высокочастотного генератора сигнала и гетеродина ( $\Delta_f$ ).
5. Погрешности из-за неидеальной формы модулирующих импульсов ( $\Delta_{ж}$ ,  $\Delta_{в.и}$ ).
6. Погрешность из-за нестабильности источников питания и собственных дрейфов измерительного усилителя ( $\Delta_{и}$ ).
7. Погрешность рассогласования ( $\Delta_{ср}$ ).

Ослабления и погрешности измерения ослабления будем выражать в децибелах. Формулы для оценки частных погрешностей и их статистические характеристики рассматриваются ниже.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ОБРАЗЦОВОГО АТТЕНЮАТОРА

В рассматриваемой схеме аттенюатор, работающий на промежуточной частоте, является образцовой мерой, с которой сравнивается поверяемый аттенюатор. Поэтому погрешность образцового аттенюатора непосредственно входит в суммарную погрешность измерения и определяет предельную точность, которая может быть достигнута на установке. На сравнительно высоких промежуточных частотах, порядка 20—60 МГц, необходимых для обеспечения измерений в диапазоне СВЧ, наиболее высокой точностью и воспроизводимостью показаний обладают аттенюаторы предельного типа.

Как известно, предельный аттенуатор представляет собой отрезок волновода, работающий на частоте ниже критической. Внутри волновода вводятся два электрода, один из которых эквивалентен передающей антенне, другой — приемной. Интенсивность поля внутри волновода при возбуждении его на частоте ниже критической убывает по экспоненциальному закону, причем показатель экспоненты определяется размерами сечения волновода и типом возбуждаемой волны. Поэтому при изменении расстояния между электродами вносимое ослабление, выраженное в децибелах, изменяется прямо пропорционально расстоянию между электродами.

Предельный аттенуатор может выполняться в волноводе как прямоугольного, так и круглого сечения. Предпочтительным является круглое сечение, поскольку круглый волновод можно изготовить с наиболее высокой точностью. Тип волны, возбуждаемой в волноводе, определяется электродом. Вследствие неточности изготовления и установки электрода внутри волновода наряду с основным типом волны неизбежно возбуждается целый ряд других нежелательных типов волн. Поэтому в качестве основного типа желательно выбрать такую волну, для которой ослабление на единицу длины является наименьшим. Это гарантирует исключение влияния паразитных типов волн при достаточно большом начальном расстоянии между электродами.

Наименьшее ослабление на единицу длины в круглом волноводе создается для волны  $H_{11}$ :

$$\frac{A}{l} = 31,98 \frac{1}{d}, \quad (1)$$

где  $A$  — ослабление в  $дб$ ;

$l$  — расстояние между электродами;

$d$  — диаметр трубы.

Поэтому волна  $H_{11}$  обычно используется в качестве основной.

Погрешность предельного аттенуатора  $\Delta_0$  складывается из трех частных погрешностей:

«механической» погрешности  $\Delta_{ом}$ , обусловленной неточностью изготовления волновода и погрешностью отсчета линейных перемещений;

погрешности  $\Delta_{\phi}$ , обусловленной влиянием скин-слоя;

погрешности  $\Delta_{он}$ , обусловленной влиянием паразитных типов волн (нелинейность аттенуатора).

Как следует из формулы (1), «механическая» погрешность предельного аттенуатора выражается формулой

$$\frac{\Delta_{ом}}{A} = \frac{\Delta d}{d} + \frac{\Delta l}{l}, \quad (2)$$

где  $\frac{\Delta d}{d}$  — относительная погрешность выполнения (а также и измерения) диаметра трубы волновода;

$\frac{\Delta l}{l}$  — погрешность отсчета линейных перемещений.

Учитывая независимость погрешностей  $\Delta d$  и  $\Delta l$ , погрешность  $\Delta_{ом}$  будем подсчитывать по формуле

$$\frac{\Delta_{ом}}{A} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2 + \left(\frac{\Delta l}{l}\right)^2}, \quad (3)$$

причем в формуле (3) под  $\Delta d$  и  $\Delta l$  мы будем подразумевать наибольшие возможные значения этих погрешностей.

Рассмотрим влияние скин-слоя. Как показано в [8], влияние конечной величины проводимости стенок волновода при использовании волны  $H_{11}$  эквивалентно увеличению диаметра волновода на толщину скин-слоя. Поэтому в соответствии с (2) погрешность  $\Delta_{\rho}$  равна

$$\frac{\Delta_{\rho}}{A} = -\frac{\delta}{d},$$

где  $\delta$  — толщина скин-слоя, определяемая формулой

$$\delta = 0,5 \sqrt{\frac{\rho}{f}},$$

( $\rho$  — удельное сопротивление в  $\text{ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ ,

$f$  — частота в  $\text{Мгц}$ ,

$\delta$  — толщина скин-слоя в  $\text{мм}$ ).

Например, для латуни, по справочным данным [7], удельная проводимость  $\rho$  лежит в пределах  $0,03-0,08 \text{ ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ . Соответственно толщина скин-слоя на частоте  $60 \text{ Мгц}$  составляет  $\delta \approx 0,015 \pm 0,003 \text{ мм}$ . Очевидно, что погрешность, вызываемую скин-слоем, можно частично исключить, уменьшив при изготовлении радиус волновода на среднюю толщину скин-слоя. При этом неисключенный остаток погрешности, вызванный неточностью определения  $\rho$ , составит

$$\frac{\Delta_{\rho}}{A} = \pm \frac{\delta_{\text{макс}} - \delta_{\text{мин}}}{2d}, \quad (4)$$

где  $\delta_{\text{макс}}$ ,  $\delta_{\text{мин}}$  — соответственно наибольшее и наименьшее возможные значения толщины скин-слоя.

Погрешность  $\Delta_{\text{ом}}$ , обусловленная влиянием паразитных типов волн, изучается экспериментально путем измерения (на промежуточной частоте) одного и того же ослабления порядка  $10-15 \text{ дб}$  на разных участках предельного аттенюатора. Эти измерения производятся многократно, что позволяет практически исключить влияние случайных погрешностей, сопровождающих измерения.

Разность среднего значения ослабления, измеренного в начале рабочего диапазона предельного аттенюатора, и среднего значения ослабления, измеренного на других участках аттенюатора, дает погрешность  $\Delta_{\text{ом}}$ . Выбрав достаточно большое начальное расстояние между электродами, можно свести погрешность  $\Delta_{\text{ом}}$  до пренебрежимо малой величины.

Например, предельный аттенюатор, использующийся в рассматриваемой схеме, с диаметром волновода  $31,98 \text{ мм}$  (постоянная аттенюатора  $1 \text{ дб/мм}$ ) имеет нелинейность не более  $0,01 \text{ дб}$  при начальном расстоянии между электродами  $35 \text{ мм}$ . При оценке суммарной погрешности образцового аттенюатора мы будем пренебрегать погрешностью  $\Delta_{\text{ом}}$ , предполагая, что начальное расстояние между электродами достаточно велико.

В соответствии со сказанным и учитывая взаимную независимость и знакопеременный характер частных погрешностей, суммарную погрешность образцового аттенюатора будем подсчитывать по формуле

$$\frac{\Delta_0}{A} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2 + \left(\frac{\Delta l}{l}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{\text{макс}} - \delta_{\text{мин}}}{2d}\right)^2}. \quad (5)$$

Полагая  $\Delta d = 0,01 \text{ мм}$  при  $d \approx 32 \text{ мм}$ ,  $\Delta l = 0,005 \text{ мм}$  при  $l = 100 \text{ мм}$  (такая точность измерения может быть достигнута применением оптической линейки и микроскопа, используемых в технике линейных измерений),  $\delta_{\text{макс}} - \delta_{\text{мин}} = 0,006 \text{ мм}$  (для латуни), получаем

$$\frac{\Delta_0}{A} \approx 3 \cdot 10^{-4}.$$

Помимо систематической погрешности, определяемой формулой (5), предельному аттенюатору свойственны случайные погрешности, вызываемые люфтами механизма перемещения, нежесткостью конструкции, непостоянством контактов и другими подобными недостатками конструкции. Эта погрешность изучается экспериментально путем многократных измерений ослабления по промежуточной частоте с использованием различных участков аттенюатора и характеризуется среднеквадратичным отклонением  $\sigma_0$  ряда измерений. При весьма тщательном изготовлении удается получить

$$\sigma_0 \approx 0,01 \text{ дб.}$$

#### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗ-ЗА НЕЛИНЕЙНОСТИ СМЕСИТЕЛЯ

Как уже указывалось, в основе супергетеродинного метода лежит предположение об амплитудной линейности процесса преобразования частоты, выражаемое равенством

$$I_n^0 = k_1 U_c = k \sqrt{P_c}, \quad (6)$$

где  $I_n^0$  — ток промежуточной частоты на выходе смесителя;  
 $U_c, P_c$  — соответственно напряжение и мощность сигнала на входе смесителя;

$k_1, k$  — коэффициенты, определяемые характеристикой детектора и режимом работы смесителя, но не зависящие от мощности сигнала.

Равенство (6) выполняется с высокой степенью точности при достаточно малых сигналах. При увеличении мощности сигнала линейная зависимость между входным и выходным сигналами смесителя нарушается, что можно представить как возникновение «нелинейного» приращения  $\frac{\Delta I_n}{I_n^0}$  выходного тока промежуточной частоты  $I_n$ .

$$I_n = I_n^0 \left( 1 + \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right) = k \sqrt{P_c} \left( 1 + \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right). \quad (7)$$

Нелинейное приращение  $\frac{\Delta I_n}{I_n^0}$  является функцией мощности сигнала. Теоретический анализ [2] привел к выводу, что в практически используемых режимах кристаллических смесителей нелинейное приращение  $\frac{\Delta I_n}{I_n^0}$  может быть выражено приближенной формулой

$$\frac{\Delta I_n}{I_n^0} \approx -2 \frac{\Delta i}{i^0}. \quad (8)$$

Здесь  $i^0$  — постоянный ток в цепи детектора, вызванный напряжением гетеродина;

$\Delta i$  — приращение постоянного тока, вызванное сигналом.

Приращение  $\Delta i$  прямо пропорционально мощности сигнала.

При использовании супергетеродинного метода измерение ослабления сводится к измерению отношения токов (напряжений) промежуточной частоты на входе УПЧ при начальной и проверяемой установках аттенюатора:

$$A = 20 \lg \frac{I_{n1}}{I_{n2}},$$

где индекс «1» относится к начальной установке, а индекс «2» — к проверяемой (эти же индексы будут использоваться и в дальнейшем).



Из (7) и (6) следует

$$A = 20 \lg \frac{I_{n1}^0 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_1 \right]}{I_{n2}^0 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_2 \right]} \approx 10 \lg \frac{P_{c1}}{P_{c2}} + 20 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_1 \right], \quad (9)$$

поскольку при измерении ослаблений более 10—15 дБ

$$\left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_2 \ll \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_1.$$

Полагая  $\frac{\Delta I_n}{I_n^0} \ll 1$  и разлагая  $\lg \left[ 1 + \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_1 \right]$  в степенной ряд и замечая также, что  $10 \lg \frac{P_{c1}}{P_{c2}} = A_0$ , где  $A_0$  — действительное значение измеряемого ослабления из (9) получаем выражение для погрешности измерения, обусловленной нелинейностью смесителя

$$\Delta_{nc} = A - A_0 \approx 8,7 \left( \frac{\Delta I_n}{I_n^0} \right)_1. \quad (10)$$

Используя (8), получаем окончательно

$$\Delta_{nc} \approx -20 \left( \frac{\Delta i}{i^0} \right)_1. \quad (11)$$

Приращение  $\frac{\Delta i}{i^0}$  тока смесителя под действием сигнала легко обнаруживается экспериментально непосредственно на установке, что дает возможность выбрать режим измерений, при котором погрешность от нелинейности пренебрежимо мала. Практически удобна следующая методика: сначала на смеситель подается несколько большая мощность, при которой  $\frac{\Delta i}{i^0} \approx 1-2\%$ , что можно обнаружить по прибору, контролирующему ток смесителя. Затем мощность сигнала уменьшается на 10—15 дБ, что обеспечивает измерения с погрешностью от нелинейности, не превосходящей 0,01—0,02 дБ. По экспериментальным данным такой погрешности соответствует мощность сигнала порядка 1—5 мВт при токе смесителя 500 мкА.

В связи с рассмотрением погрешности от нелинейности смесителя следует обратить внимание на возможную реакцию измеряемого аттенюатора на ток смесителя, обусловленную изменением коэффициента отражения аттенюатора при переходе от начальной установки к поверяемой и вызывающую погрешность вследствие изменения коэффициента преобразования смесителя. Поэтому измеряемый аттенюатор с переменным коэффициентом отражения, как правило, следует подключать через развязывающий аттенюатор порядка 10 дБ, который одновременно обеспечивает и согласование. При измерении предельных аттенюаторов с постоянным коэффициентом отражения со стороны выхода в развязке надобности нет.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗ-ЗА ВЛИЯНИЯ ТЕПЛОВЫХ ШУМОВ

Влияние тепловых шумов проявляется при измерении достаточно больших ослаблений (порядка 60—90 дБ), когда мощность сигнала, поступающего на вход усилителя от поверяемого аттенюатора, оказывается сравнимой с мощностью внутренних шумов. Шумы усилителя создают флюктуации стрелки выходного индикатора и вызывают погрешность в индикации равенства сигналов. При данной интенсивности флюктуаций эта погрешность в некоторой степени зависит от субъективных свойств оператора и от времени наблюдения. Мы будем, однако, при-

нимать, что вызванная шумами погрешность измерения ослабления  $\Delta_m$  определяется только интенсивностью флюктуаций и может быть найдена из условия, что регулярный сигнал, поступающий на выходной индикатор, при отличии сравниваемых сигналов на  $\Delta_m$  равен среднеквадратичному значению флюктуаций выходного индикатора.

Для расчета погрешности  $\Delta_m$  воспользуемся результатами работы [3].

При подаче монохроматического сигнала с амплитудой  $U_c$  на вход детектора УПЧ, который для упрощения расчетов принимается квадратичным, приращение  $\Delta V_m$  постоянного напряжения на выходе детектора составляет

$$\Delta V_m = \beta \frac{U_c^2}{2} = \beta q U_m^2, \quad (12)$$

где  $\beta$  — постоянный коэффициент, определяемый характеристикой детектора ( $\Delta V_m = \beta U^2$ );

$U_m$  — напряжение шума на входе детектора;

$q^2 = \frac{U_c^2}{U_m^2}$  — отношение мощности сигнала к мощности шума на входе детектора.

Спектральная плотность шума на выходе детектора в области частот, близких к нулевой, составляет

$$G(0) = \frac{2\beta^2 U_m^4}{\Delta\omega} (\eta + 2q^2), \quad (13)$$

где  $\Delta\omega$  — полоса пропускания УПЧ (подразумевается эквивалентная шумовая полоса);

$\eta$  — коэффициент, зависящий от формы полосы пропускания (при колоколообразной форме  $\eta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ).

Поскольку частота модуляции  $\Omega$  много меньше полосы пропускания УПЧ  $\Delta\omega$ , можно считать, что напряжение шумов, прошедших усилитель частоты модуляции, полоса пропускания которого  $\Delta\omega$ , составляет

$$V_m = \sqrt{G(0) \Delta\Omega} = \beta U_m^2 \sqrt{2(\eta + 2q^2)} \sqrt{\frac{\Delta\Omega}{\Delta\omega}} = \beta U_m^2 \sqrt{2(\eta + 2q^2)} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (14)$$

Найдем теперь напряжение  $\Delta V_c$  регулярного сигнала, поступающего на выходной индикатор при отличии сравниваемых сигналов на  $\Delta_m$  дБ.

Относительное приращение амплитуды одного из сравниваемых сигналов на входе детектора УПЧ равно

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} \approx \frac{\Delta_m}{8,7}. \quad (15)$$

На основании формулы (12) этому приращению сигнала на входе детектора соответствует приращение напряжения на выходе детектора, равное

$$\delta(\Delta V_m) = \beta U_c \Delta U_c = \frac{\beta}{4,34} U_m^2 q^2 \Delta_m. \quad (16)$$

Отличие сравниваемых сигналов на величину  $\delta(\Delta V_m)$  вызывает появление сигнала частоты модуляции, амплитуда которого равна

$$\Delta V_\Omega = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \delta(\Delta V_m) = \frac{\sqrt{2}\beta}{4,34\pi} U_m^2 q^2 \Delta_m. \quad (17)$$

(длительность импульсов полагаем равной половине периода модуляции).

Приравнивая (17) и (14), получаем уравнение для определения погрешности

$$\Delta_w = \frac{4,34\pi}{\sqrt{2}} \frac{1}{q^2} \sqrt{2(\tau + 2q^2)} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}} \quad (18)$$

Очевидно, что погрешность  $\Delta_w$  является случайной и подчиняется нормальному закону распределения, причем формула (18) дает среднеквадратичное значение погрешности, которое в дальнейшем будет обозначать  $\sigma_w$ .

Если  $N$  — коэффициент шума усилителя, то

$$q^2 = \frac{P_c}{NkT\Delta f} \quad (19)$$

где  $P_c$  — мощность сигнала на входе смесителя;

$k, T$  — постоянная Больцмана и абсолютная температура.

Подставляя (19) в (18), получаем окончательно

$$\sigma_w = \frac{4,34\pi}{\sqrt{2}} \frac{NkT}{P_c} \sqrt{\Delta f \Delta F} \sqrt{2 \left( \tau + 2 \frac{P_c}{NkT\Delta f} \right)} \quad (20)$$

При мощности сигнала, значительно меньшей мощности шума ( $q^2 \ll 1$ ) и  $\tau = \frac{1}{V^2}$

$$\sigma_w \approx 11,4 \frac{NkT}{P_c} \sqrt{\Delta f \Delta F} \quad (21)$$

Например, при  $N=50$ ,  $\Delta f=3 \cdot 10^6$  гц,  $\Delta F=1$  гц шумовая погрешность при мощности сигнала порядка  $10^{-13}$  вт ( $q^2=0,17$ ) равна  $\sigma_w = 0,05$  дб.

Заметим, что уменьшение полосы пропускания  $\Delta F$  усилителя частоты модуляции, как следует из формулы (21), способствует уменьшению погрешности  $\sigma_w$ . Необходимо, однако, учитывать, что уменьшение  $\Delta F$  вызывает увеличение длительности измерения. Поскольку при увеличении времени измерения возрастает роль других источников погрешностей (в первую очередь нестабильности частоты), имеется некоторая оптимальная полоса пропускания усилителя частоты модуляции, которая может быть определена экспериментально.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗ-ЗА НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

При описанной выше системе индикации показания выходного индикатора будут равны нулю, если равны амплитуды сравниваемых сигналов на входе детектора УПЧ, т. е. если выполняется условие

$$U_c g(f_c) = U_0 g(f_0) \quad (22)$$

где  $U_c, U_0$  — соответственно сигналы от поверяемого и образцового аттенуаторов на входе УПЧ;

$g(f)$  — нормированная амплитудно-частотная характеристика УПЧ.

Здесь предполагается, что огибающие обоих сравниваемых сигналов имеют идеально прямоугольную форму и длительность, равную  $\frac{\tau}{2}$ , где  $\tau$  — период модуляции. Влияние отклонения формы огибающей от идеальной рассмотрено ниже.

Поскольку при измерении ослабления сравнивание сигналов производится дважды, то можно записать

$$U_{c1} g_1(f_{c1}) = U_{o1} g_1(f_{o1}) \quad (23a)$$

$$U_{c2} g_2(f_{c2}) = U_{o2} g_2(f_{o2}) \quad (23b)$$

где в общем случае  $f_{c1} \neq f_{c2}$ ,  $f_{o1} \neq f_{o2}$  и  $g_1(f) \neq g_2(f)$ , поскольку



при переходе от начальной установки attenuаторов к поверяемой могут измениться как частоты сигналов (вследствие нестабильности частоты генераторов), так и форма амплитудно-частотной характеристики УПЧ (вследствие регулировки усиления УПЧ).

Поделив (23а) на (23б) и прологарифмировав отношение, получим общее выражение для погрешности  $\Delta_f$ , вызванной нестабильностью частоты:

$$\Delta_f = A - A_0 = 20 \lg \left[ \frac{g_2(f_{02})}{g_2(f_{c2})} \cdot \frac{g_1(f_{c1})}{g_1(f_{01})} \right], \quad (24)$$

где  $A_0 = 20 \lg \frac{U_{c1}}{U_{c2}}$  — действительное значение ослабления;

$A = 20 \lg \frac{U_{01}}{U_{02}}$  — измеренное значение.

Отметим, что неизменность каждой из частот в процессе измерения ( $f_{01} = f_{02}$ ,  $f_{c1} = f_{c2}$ ) еще не обеспечивает отсутствия погрешности  $\Delta_f$ , если только форма амплитудно-частотной характеристики изменяется при переходе от начальной установки attenuатора к поверяемой [ $g_1(f) \neq g_2(f)$ ], что на самом деле всегда имеет место в результате регулировки усиления УПЧ. Для устранения погрешности  $\Delta_f$  необходима не только стабильность, но и точное совмещение частот. Операция совмещения частот производится перед началом измерения. Для этой цели фаза модуляции ГПЧ изменяется на  $180^\circ$ , т. е. высокочастотный генератор сигнала и ГПЧ включаются в один и тот же полупериод. Далее, наблюдая за биениями на экране осциллографического индикатора, подстройкой частоты гетеродина добиваются максимально точного совмещения частот. Поэтому будем считать  $f_{c1} = f_{01}$  и рассчитывать погрешность  $\Delta_f$  по формуле

$$\Delta_f = 20 \lg \frac{g_2(f_{02})}{g_2(f_{c2})}. \quad (25)$$

Заметим, что повторять операцию совмещения частот непосредственно перед вторым сравнением сигналов нельзя, так как подстройка частоты неизбежно вызывает изменение интенсивности колебаний и вносит иногда весьма значительную погрешность.

Аппроксимируем амплитудно-частотную характеристику УПЧ кривой Гаусса:

$$g(f) = \exp \left[ - \left( \frac{f - f_c}{0,85 \Delta f} \right)^2 \right] = \exp \left[ - \left( \frac{\delta f}{0,85 \Delta f} \right)^2 \right], \quad (26)$$

где  $f_p$  — резонансная частота;

$\Delta f$  — ширина полосы пропускания по уровню 3 дБ;

$\delta f = f - f_p$  — расстройка частоты сигнала.

При малых расстройках  $\left( \frac{\delta f}{\Delta f} \right)^2 \ll 1$

$$g(f) \approx 1 - 1,38 \left( \frac{\delta f}{\Delta f} \right)^2. \quad (27)$$

Полагаем, что частота ГПЧ совмещена с резонансной частотой УПЧ  $\delta f_0 = 0$ . Подставляя (27) в (25) и используя разложение  $\lg(1+x) \approx 0,434x$  ( $x \ll 1$ ), получаем

$$\Delta_f \approx 12 \left( \frac{\delta f_c}{\Delta f} \right)^2. \quad (28)$$

Здесь  $\delta f_c$  — уход частоты сигнала за время измерения (порядка 1 мин.);

$\Delta f$  — полоса пропускания УПЧ при сравнении сигналов после введения измеряемого ослабления.



Если задаться допустимой величиной погрешности  $\Delta_f = 0,03 \text{ дб}$ , то из формулы (28) получим, что уход частоты за время измерения не должен превосходить  $1/20$  от полосы пропускания.

Формула (28) учитывает лишь «медленные» флюктуации частоты. Рассмотрим теперь влияние частотной модуляции, вызываемой пульсациями питающих напряжений. Примем для простоты, что частотная модуляция синусоидальна:

$$\delta f_c = \delta f_m \sin \Omega_m t, \quad (29)$$

где  $\delta f_m$  — амплитуда частотной девиации, которую мы будем полагать неизменной за время измерения.

Из формулы (27) легко видеть, что частотная модуляция изменяет среднее значение амплитуды сигнала на выходе УПЧ, причем относительная величина этого изменения зависит не только от амплитуды девиации частоты, но и от ширины полосы пропускания. Поскольку последняя изменяется, то в измерении вносится погрешность, значение которой на основании (24), (27), (29) равно

$$\Delta_{f_m} \approx 6 \left( \frac{\delta f_m}{\Delta f_2} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right)^2 \right]. \quad (30)$$

Из формулы (30) следует, что погрешность  $\Delta_{f_m}$  проявляется главным образом при измерении больших ослаблений. Сравнивая выражения (30) и (29), можно заключить, что частотная модуляция практически не увеличивает погрешности измерения, если девиация частоты не превосходит флюктуационных уходов частоты за время измерения. Этим положением следует руководствоваться при определении допусков на пульсации питающих напряжений.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗ-ЗА НЕИДЕАЛЬНОЙ ФОРМЫ МОДУЛИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

До сих пор мы предполагали, что сравниваемые сигналы имеют идеально прямоугольную форму и длительность, равную точно половине периода модуляции. На самом деле сигналы могут иметь наклонные фронты, некоторый наклон плоской вершины, несколько различную длительность. Сигнал от высокочастотного генератора может также иметь частотную модуляцию, вызванную отклонением формы модулирующего импульса от идеально прямоугольной формы. Рассмотрим, как влияют отклонения формы сигнала от идеальной на измерение ослабления.

Для правильных измерений ослабления необходимо, чтобы при нулевых показаниях выходного индикатора интенсивности сравниваемых сигналов на входе УПЧ, которые условимся характеризовать наибольшими амплитудами радиочастотных заполнений импульсов  $U_0$ ,  $U_c$ , были бы равны с точностью до постоянного коэффициента  $C$ .

$$U_0 = C U_c \quad (31)$$

В общем случае  $C \neq 1$ , и это не создает погрешности измерения, если только коэффициент  $C$  не меняется при переходе от начальной установки аттенюатора к поверяемой. Если же коэффициент  $C$  меняется в процессе измерения, то это вызывает погрешность

$$\Delta_m = 20 \lg \frac{\frac{U_{01}}{U_{02}}}{\frac{U_{c1}}{U_{c2}}} = 20 \lg \frac{C_1}{C_2}. \quad (32)$$

Полагая, что сравниваемые сигналы не перекрывают друг друга по длительности, напряжение на выходе детектора УПЧ можно рассматривать как результат наложения напряжений, создаваемых каждым из

сравниваемых сигналов в отдельности (рис. 2). Поэтому условие нулевых показаний выходного индикатора (фазового детектора) можно записать в следующем виде:

$$V_0 \cos \varphi_0 + V_c \cos \varphi_c = 0, \quad (33)$$

где  $V_0$ ,  $V_c$  — амплитуды первых гармоник напряжений, создаваемых на выходе детектора УПЧ сравниваемыми сигналами;

$\varphi_0$ ,  $\varphi_c$  — фазовые углы первых гармоник относительно опорного сигнала  $V$  частоты модуляции, поступающего на фазовый детектор.

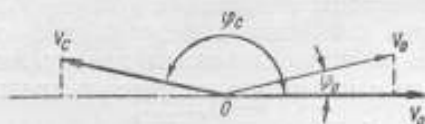


Рис. 2. К расчету погрешности  $\Delta_M$

Фазовые углы  $\varphi_0$ ,  $\varphi_c$  близки к 0 или  $\pi$ , что обеспечивается регулировкой взаимного расположения модулирующих импульсов и настройкой фазы опорного сигнала.

Если коэффициент усиления УПЧ равен  $k$ , а характеристика детектора УПЧ описывается функцией  $v_{вых} = D(u_{вх})$ , то первая гармоника напряжения на нагрузке детектора УПЧ равна

$$V = \frac{2}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} D[kUv(t)] e^{j\Omega t} dt, \quad (34)$$

где  $v(t)$  — нормированная к единице огибающая сигнала на входе УПЧ;  $\Omega$  — частота модуляции.

Применяя формулу (33), получаем следующее условие нулевых показаний фазового детектора:

$$\int_0^{\tau} D[kU_0 v_0(t) \cos \Omega t dt] + \int_0^{\tau} D[kU_c v_c(t) \cos \Omega t dt] = 0. \quad (35)$$

Здесь за начало отсчета  $t$  принимается момент, когда фаза опорного сигнала  $V \cos \Omega t$ , поступающего на фазовый детектор, равна нулю.

Для правильных измерений необходимо, чтобы равенство (31) вытекало из равенства (35). Рассмотрим сначала условия, в которых это требование реализуется. Полагаем, что частотная модуляция в импульсе отсутствует и поэтому форма огибающей на входе детектора УПЧ практически совпадает с формой огибающей на выходе генератора.

Допустим, что огибающие обоих сигналов имеют одинаковую форму (не обязательно идеально прямоугольную) и сдвинуты друг относительно друга на  $\frac{\tau}{2}$ .

$$v_0(t) = v_c \left( t + \frac{\tau}{2} \right). \quad (36)$$

В этом случае

$$\int_0^{\tau} D \left[ kU_0 v_c \left( t + \frac{\tau}{2} \right) \right] \cos \Omega t dt = - \int_0^{\tau} D [kU_0 v_c(t)] \cos \Omega t dt. \quad (37)$$

Из (37) и (35) следует

$$U_0 = U_c.$$

Таким образом, условие (31) реализуется при  $C = 1$  при произвольном виде детекторной характеристики и независимо от уровня сигнала на входе детектора.

Допустим теперь, что огибающие сигналов имеют разные формы, но детекторная характеристика выражается уравнением  $D(u) = u^n$ . В этом случае уравнение (35) принимает вид

$$U_0^n \int_0^{\tau} [v_0(t)]^n \cos \Omega t dt + U_c^n \int_0^{\tau} [v_c(t)]^n \cos \Omega t dt = 0,$$

что равносильно равенству

$$\frac{U_0}{U_c} = C = \left( \frac{\int_0^{\tau} [v_c(t)]^n \cos \Omega t dt}{\int_0^{\tau} [v_0(t)]^n \cos \Omega t dt} \right)^{\frac{1}{n}}. \quad (38)$$

Следовательно, коэффициент  $C$  определяется формой огибающей и постоянен по величине, если вид характеристики детектора (показатель  $n$ ) не меняется при переходе от начальной установки к поверяемой.

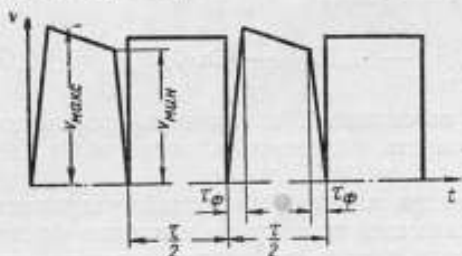


Рис. 3. К расчету погрешности  $\Delta_n$

Известно, что при сигналах ниже уровня шумов характеристика детектора всегда квадратична. Поэтому для неизменности коэффициента  $C$  необходимо, чтобы и при начальной установке, когда шумов нет, характеристика детектора была квадратичной ( $n = 2$ ), т. е. чтобы сигнал на входе детектора был достаточно малым.

Рассмотренные случаи показывают, что для уменьшения погрешности  $\Delta_n$  следует стремиться к идентичности форм огибающих (практически к идеально прямоугольной форме во избежание сильной частотной модуляции в импульсе), а также к использованию детектора УПЧ в квадратичном режиме. Так как оба эти требования реализуются лишь приближенно, то в измерения вносится некоторая погрешность.

Количественный расчет погрешности  $\Delta_n$  проведем для следующего случая: один из сигналов имеет идеально прямоугольную форму с длительностью  $\frac{\tau}{2}$ , а другой — наклонные передний и задний фронты с длительностью  $\tau_\phi$  при длительности импульса по основанию  $\frac{\tau}{2}$ , наклонную плоскую вершину с относительным наклоном (рис. 3)

$$\alpha = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{v_{\max}}$$

Полагаем, что характеристика детектора близка к квадратичной и аппроксимируется формулой

$$v_{\text{вых}} = \beta u_{\text{вх}}^2 (1 - \xi^2 u_{\text{вх}}^2), \quad (39)$$

причем  $\xi^2 u_{ax}^2 \ll 1$ . Расчет по формулам (32), (35) приводит к следующему выражению для погрешности  $\Delta_m$

$$\Delta_m = (\gamma_1 - \gamma_2) \left[ \frac{1}{2} \alpha + \frac{1}{12} \left( 2\pi \frac{\tau_\phi}{\tau} \right)^2 \right]. \quad (40)$$

Здесь  $\gamma$  [дб] — отклонение от квадратичности, измеренное известным методом «ступеньки».

При аппроксимации характеристики детектора формулой (39)

$$\gamma \approx 4,34 \xi^2 u_{ax}^2 [\text{дб}]. \quad (41)$$

В рассматриваемом измерительном усилителе рабочий режим детектора на лампе 6Х2П соответствует выходному сигналу не более 0,05 в, при котором, по экспериментальным данным,  $\gamma < 0,5$  дб. При переходе от начальной установки к поверяемой режим детектора несколько изменяется вследствие ступенчатости регулировки усиления. Поэтому в общем случае  $\gamma_1 \neq \gamma_2$ . Полагая, что в наихудшем случае  $|\gamma_1 - \gamma_2| = 0,5$  дб, по формуле (40) получим, что при отношении длительностей фронтов  $\frac{\tau_\phi}{\tau} = 0,03$ , относительном наклоне плоской вершины  $\alpha = 0,02$  погрешность  $\Delta_m$  составляет

$$\Delta_m = \pm 0,5 \left[ \frac{1}{2} \cdot 0,02 + \frac{1}{12} (2\pi \cdot 0,03)^2 \right] \approx \pm 0,005 \text{ дб}.$$

Как видно из вычислений, наклонные фронты импульса вызывают ничтожную погрешность. Основное влияние оказывает наклон плоской вершины.

Рассмотрим теперь влияние частотной модуляции импульсов высокой частоты, возникающей вследствие наклонов фронтов и плоской вершины прямоугольных импульсов, модулирующих клистрон генератора сигнала.

Как уже указывалось, при переходе от начальной установки к поверяемой полоса пропускания УПЧ в некоторых пределах изменяется вследствие регулировки усиления. При наличии частотной модуляции это изменение полосы пропускания вызывает изменение формы огибающей импульса на входе детектора УПЧ и, как следствие, нарушение условия (32).

Легко видеть, что погрешность, вызванная частотной модуляцией, может быть представлена формулой

$$\Delta_{v,m} = 20 \lg \left[ \left( \frac{V_{v,m}}{V_0} \right)_1 : \left( \frac{V_{v,m}}{V_0} \right)_2 \right], \quad (42)$$

где  $V_{v,m}$  — амплитуда первой гармоники протектированного сигнала с учетом искажения огибающей, вызванного ограниченностью полосы пропускания УПЧ;

$V_0$  — то же, но без учета искажения, обусловленного частотной модуляцией.

Для количественного расчета погрешности  $\Delta_{v,m}$  примем, что огибающая радиопульса, создаваемого генератором сигнала, имеет идеально прямоугольную форму при длительности  $\frac{\tau}{2}$ . Частота заполнения импульса изменяется по закону

$$f(t) = f_0 + \frac{2t}{\tau} (\delta f_{v,m}) \quad \left( -\frac{\tau}{4} \leq t \leq \frac{\tau}{4} \right), \quad (43)$$

где  $\delta f_{v,m}$  — наибольшее отклонение частоты от средней.



Если амплитудно-частотная характеристика УПЧ аппроксимируется кривой Гаусса [см. формулы (25) и (26)], то огибающая сигнала на входе детектора УПЧ представляется функцией

$$v_c(t) = \begin{cases} 1 - 1,38 \left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f} \right)^2 \left( \frac{2t}{\tau} \right)^2 & \text{при } -\frac{\tau}{4} \leq t \leq \frac{\tau}{4} \\ 0 & \text{вне интервала } \left( -\frac{\tau}{4}, \frac{\tau}{4} \right) \end{cases} \quad (44)$$

(предполагается, что средняя частота радиоимпульса совмещена с резонансной частотой УПЧ).

При квадратичной характеристике детектора УПЧ отношение  $\frac{V_{\text{в.м.}}}{V_0}$  равно

$$\frac{V_{\text{в.м.}}}{V_0} = \frac{\int_{-\frac{\tau}{4}}^{\frac{\tau}{4}} \left[ 1 - 1,38 \left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f} \right)^2 \right] \left( \frac{2t}{\tau} \right)^2 \cos \Omega t dt}{\int_{-\frac{\tau}{4}}^{\frac{\tau}{4}} \cos \Omega t dt} \quad (45)$$

Полагая  $\left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f} \right)^2 \ll 1$ , после преобразований (45) получаем

$$\frac{V_{\text{в.м.}}}{V_0} = 1 - 1,3 \left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f} \right)^2. \quad (46)$$

Подставляя (46) в (42) и используя разложение  $\lg(1+x) \approx 0,434x$  ( $x \ll 1$ ), получаем

$$\Delta_{\text{в.м.}} \approx 11,3 \left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f_2} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right)^2 \right]. \quad (47)$$

При данной  $\delta f_{\text{в.м.}}$  погрешность  $\Delta_{\text{в.м.}}$  увеличивается с уменьшением  $\Delta f_2$  и  $\frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}$  и поэтому достигает максимальной величины при измерении наибольших ослаблений.

В рассматриваемом измерительном усилителе  $\left( \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right) \approx 0,5$ .

При этом погрешность  $\Delta_{\text{в.м.}}$  равна

$$\Delta_{\text{в.м.}} \approx 8,5 \left( \frac{\delta f_{\text{в.м.}}}{\Delta f_2} \right)^2. \quad (48)$$

Например, если девиация частоты равна  $\delta f_{\text{в.м.}} = 0,1$  МГц, а минимальная полоса пропускания  $\Delta f_2 = 3$  МГц, то погрешность не превосходит величины  $\Delta_{\text{в.м.}} = 0,01$  дБ.

Заметим, что при расчете погрешности  $\Delta_{\text{в.м.}}$  мы ограничились рассмотрением частотной модуляции на плоской вершине импульса и не учитывали модуляции на фронтах, которая приводит к некоторому изменению длительности фронтов на входе детектора УПЧ. Легко видеть, что при длительности импульса, близкой к  $\frac{\tau}{2}$ , фронты мало влияют на амплитуду первой гармоники протектированного сигнала и поэтому практически не вызывают погрешности измерения [см. выражение (40)].

Резюмируя, можно отметить, что погрешности, вызываемые неидеальной формой модулирующих импульсов в нормальных условиях модуляции, реализация которых не вызывает практических трудностей, пренебрежимо малы.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ИЗ-ЗА НЕСТАБИЛЬНОСТИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ И СОБСТВЕННЫХ ДРЕЙФОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Тепловые шумы и уходы частоты высокочастотных генераторов являются не единственными источниками флюктуаций стрелки выходного индикатора.

Существенную роль могут играть также флюктуации, вызываемые самопроизвольными дрейфами элементов измерительной установки и нестабильностью источников питания.

Причины самопроизвольных дрейфов радиоаппаратуры изучены мало, и создаваемые ими флюктуации не поддаются расчету.

Поэтому флюктуации, вызываемые нестабильностью аппаратуры, изучались экспериментально путем записи флюктуаций выходного индикатора с помощью высокочувствительного фотокомпенсационного усилителя постоянного тока Ф-16 с самописцем на выходе. Последовательно со стрелочным индикатором фазового детектора включалось проволочное сопротивление порядка 10 ом и с него подавалось напряжение на вход фотокомпенсационного усилителя.

Для исключения влияния нестабильности частоты на вход УПЧ вместо сигнала от смесителя подавался сигнал промежуточной частоты от генератора стандартного сигнала типа ГСС-7.

Такой метод дает неполный результат, так как исключается из рассмотрения не только нестабильность частоты, но и нестабильность амплитуды сигналов высокочастотных генераторов и нестабильность смесителя. Поэтому производилась также запись флюктуаций при работе по высокочастотному сигналу. Такая методика позволяла исследовать стабильность аппаратуры и обрабатывать ее по частям.

Можно считать, что погрешность  $\Delta_n$ , вызываемая нестабильностью источников питания, является случайной погрешностью, подчиняющейся нормальному закону распределения. Обработка серии записей показала, что среднеквадратичное значение  $\sigma_n$  погрешности  $\Delta_n$  для разработанной аппаратуры можно принять равным 0,01 дБ.

#### ПОГРЕШНОСТЬ ОТ РАССОГЛАСОВАНИЯ

Погрешность измерения ослаблений, вызванная рассогласованиями, рассмотрена в ряде работ [1, 4]. Поэтому приведем лишь формулы оценки погрешностей от рассогласования для типичных случаев измерения.

При измерении ослабления аттенюатора, встроенного в ГСС, погрешность от рассогласования не превосходит следующей величины:

$$\Delta_{отр} = \pm 8,7 (|G_{z1}| |G_{ax}| + |G_{z2}| |G_{ax}|), \quad (49)$$

где  $G_{z1}$ ,  $G_{z2}$  — коэффициенты отражения аттенюатора ГСС со стороны выхода при начальной и поверяемой установках;

$G_{ax}$  — коэффициент отражения входа измерительного усилителя.

В рассматриваемом случае погрешность создается только отражениями в выходном сечении аттенюатора. Отражения на входе аттенюатора ГСС не создают погрешности измерения аттенюатора, а являются одной из составных частей погрешности градуируемого генератора стандартного сигнала.

При измерении ослабления аттенюатора в виде отдельного прибора погрешность от рассогласования составляет

$$\Delta_{отр} = \pm 8,7 (|G_{z1}| |G_{ax}| + |G_{z1}| |G_{ax}| + |G_{ax}| |G_{ax}|). \quad (50)$$

Здесь  $\Gamma_i$  — коэффициент отражения генератора сигнала, питающего проверяемый аттенюатор;

$\Gamma_{ax}$  — коэффициент отражения входа измерительного усилителя;

$\Gamma_{a1}, \Gamma_{a2}$  — коэффициенты отражения измеряемого аттенюатора со стороны входа и выхода соответственно.

Следует отметить, что во многих случаях основной интерес представляет не полное ослабление аттенюатора, а изменение ослабления относительно некоторого начального значения. Типичным примером является проверка аттенюатора предельного типа. В этом случае, если коэффициент отражения аттенюатора как со стороны входа, так и со стороны выхода не изменяется при изменении установки аттенюатора, измерение переменной части ослабления не сопровождается погрешностью от рассогласования. Поэтому такого типа аттенюаторы можно поверить с наиболее высокой точностью.

Даже при тщательном согласовании погрешности от рассогласования весьма значительны относительно других погрешностей измерения.

Например, при КСВН измеряемого аттенюатора не более 1,1 ( $|\Gamma_{a1}| = |\Gamma_{a2}| = 0,05$ ) и КСВН выхода генератора сигнала и входа смесителя (с развязкой) не более 1,05 ( $|\Gamma_i| = |\Gamma_{ax}| = 0,025$ ) погрешность от рассогласования, подсчитанная по формуле (44), составляет

$$\Delta_{отр} = \pm 0,027 \text{ дб.}$$

При  $|\Gamma_i| = |\Gamma_{ax}| = 0,05$ , что можно обеспечить без использования согласующих трансформаторов, погрешность значительно возрастает

$$\Delta_{отр} = \pm 0,065 \text{ дб.}$$

#### СУММАРНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ

Рассмотренные выше погрешности измерения разделяются на случайные и систематические (точнее — неисключенные остатки систематических погрешностей).

К случайным погрешностям относятся погрешность из-за тепловых шумов  $\Delta_w$ , погрешность из-за нестабильностей источников питания  $\Delta_n$ , погрешность из-за нестабильности частоты  $\Delta_f$ .

Погрешности  $\Delta_w$  и  $\Delta_n$  имеют нулевые средние значения и подчиняются нормальному закону распределения. Поэтому эти погрешности следует суммировать под знаком квадратного корня, учитывая также, что случайная погрешность результата  $n$  повторных измерений уменьшается в  $\sqrt{n}$  раз по сравнению с погрешностью однократного измерения. Известные затруднения представляет суммирование погрешности  $\Delta_f$ , которая имеет постоянный знак и, как следствие, не равное нулю среднее значение  $\bar{\Delta}_f$ . Если считать, что в установившемся режиме уход частоты за время измерения подчиняется нормальному закону распределения и характеризуется среднеквадратичным уходом частоты  $\sqrt{\sigma_f^2}$ , то на основании формулы (28) можно показать, что погрешность  $\Delta_f$  имеет среднее значение

$$\bar{\Delta}_f = 12 \frac{\sigma_f^2}{(\Delta f)^2}$$

и среднеквадратичное отклонение от среднего значения

$$\sigma_f = \sqrt{2} \bar{\Delta}_f \approx 17 \frac{\sigma_f^2}{(\Delta f)^2}.$$

При суммировании погрешность  $\bar{\Delta}_f$  мы будем учитывать как неисключенный остаток систематической погрешности, а дисперсию  $\sigma_f^2$  — суммировать с дисперсиями остальных случайных погрешностей.

Таким образом, суммарную случайную погрешность (среднеквадратичное значение) будем подсчитывать по формуле

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\sigma_{ш}^2 + \sigma_n^2 + \sigma_f^2}{n}} \quad (51)$$

К систематическим погрешностям относятся погрешность образцового аттенуатора  $\Delta_0$ , погрешность из-за нелинейности смесителя  $\Delta_{нс}$ , погрешности, вызванные неидеальной формой модулирующих импульсов,  $\Delta_{м.}$ ,  $\Delta_{ч.м.}$ , погрешность из-за рассогласования  $\Delta_{отр}$ . Из этих погрешностей  $\Delta_0$ ,  $\Delta_{нс}$ ,  $\Delta_{отр}$  с равной вероятностью могут иметь положительный и отрицательный знаки. Поэтому будем суммировать эти погрешности под знаком квадратного корня, аналогично случайным погрешностям.

Следует, однако, учитывать, что при многократных измерениях данного ослабления на данном экземпляре измерительного усилителя знакопеременные систематические погрешности не подвергаются статистическому усреднению. Поэтому погрешность результата не уменьшается  $\sqrt{n}$  в раз, как это имеет место для случайных погрешностей.

Погрешности  $\Delta_{нс}$ ,  $\Delta_{ч.м.}$  могут иметь только один знак. Поэтому эти погрешности, а также погрешность  $\Delta_f$  будем суммировать алгебраически, имея, однако, в виду, что абсолютные величины этих погрешностей могут лежать в пределах от нуля до некоторой максимальной величины, определяемой соответствующей формулой.

Учитывая отрицательный знак погрешности  $\Delta_{нс}$  и положительный знак погрешностей  $\Delta_{ч.м.}$ ,  $\Delta_f$ , получаем следующее неравенство, определяющее пределы суммарной систематической погрешности

$$-\sqrt{\Delta_0^2 + \Delta_{м.}^2 + \Delta_{отр}^2} - \Delta_{нс} \leq \Delta < \sqrt{\Delta_0^2 + \Delta_{м.}^2 + \Delta_{отр}^2} + \Delta_{ч.м.} + \Delta_f \quad (52)$$

Поскольку, как это показывает опыт работы, реализация условий, при которых погрешности  $\Delta_{м.}$  и  $\Delta_{ч.м.}$  пренебрежимо малы, не вызывает технических трудностей, можно не учитывать этих погрешностей и пользоваться более простым неравенством

$$-\sqrt{\Delta_0^2 + \Delta_{отр}^2} - \Delta_{нс} \leq \Delta < \sqrt{\Delta_0^2 + \Delta_{отр}^2} + \Delta_f \quad (53)$$

Формулы (52), (53) позволяют оценить суммарные погрешности в конкретных условиях измерения и выбрать рациональные режимы измерения. Например, при измерении небольших ослаблений (до 30—50 дБ) рационально подавать на аттенуатор такую мощность сигнала, чтобы максимальный сигнал на входе смесителя составлял примерно 1—5 мквт. В этих условиях погрешность от нелинейности смесителя пренебрежимо мала и в то же время тепловые шумы также не сказываются. При измерении больших ослаблений, когда погрешность от тепловых шумов становится значительной, рационально увеличить мощность сигнала, с тем, чтобы уменьшить влияние шумов, допустив при этом некоторое увеличение погрешности от нелинейности смесителя.

В качестве примера в таблице приведена оценка погрешностей измерения для случая измерения ослаблений порядка 30 и 80 дБ. Для расчета погрешностей взяты следующие условия: максимальная мощность на входе смесителя 10 мквт при измерении ослабления 80 дБ и 1 мквт при измерении ослабления 30 дБ; коэффициент шума  $N = 50$ , минимальная полоса пропускания УПЧ  $\Delta f = 3$  Мгц; полоса пропускания УЧМ  $\Delta F = 1$  гц; среднеквадратичный уход частоты за время измерения  $\sqrt{\delta f^2} = 100$  кгц; КСВН измеряемого аттенуатора 1,1; КСВН выхода генератора сигнала и входа смесителя с развязкой и согласующим трансформатором 1,05.



Погрешности		Измеряемое ослабление	
		30 дБ	80 дБ
Случайные	Образцовый аттенуатор	0,01	0,01
	Тепловые шумы	—	0,05
	Нестабильность источников питания	0,01	0,01
	Нестабильность частоты	0,02	0,02
Систематические	Образцовый аттенуатор	$\pm 0,01$	$\pm 0,03$
	Нелинейность смесителя	-0,01	-0,10
	Отражения	$\pm 0,03$	$\pm 0,03$
	Нестабильность частоты	0,015	0,015
Суммарная случайная погрешность (среднеквадратичное отклонение ряда измерений)		0,025	0,055
Суммарная систематическая погрешность (предельные значения) $A$		+0,05 -0,03	+0,06 -0,14

Экспериментальные данные подтверждают приведенную в таблице оценку суммарной погрешности.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Биргер Л. А. Влияние отражений на градуировку генераторов стандартных сигналов диапазона СВЧ по выходной мощности, «Измерительная техника», 1956, № 5.
2. Биргер Л. А. Расчет нелинейности диодного смесителя, «Измерительная техника», 1957, № 6.
3. Бунимович В. И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах, «Советское радио», 1950.
4. Герценштейн М. Е. и Брянский Л. Н. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте сверхвысоких частот, «Измерительная техника», 1956, № 1.
5. Техника измерений на сантиметровых волнах, перевод с английского под ред. Г. А. Ремез, «Советское радио», 1949.
6. Троицкий В. С. Нулевой метод измерения слабых электрических флюктуаций, ЖТФ, 1955, т. 25, стр. 478.
7. Электротехнический справочник, т. 1, Госэнергоиздат, 1955.
8. Brown. Correction to the attenuation constants of piston attenuators. PEE, p. III, v. 96, 44, 1949.

## ПОГЛОЩАЮЩИЕ ВОЛНОВодНЫЕ ОСЛАБИТЕЛИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН И МЕТОДЫ ИХ ГРАДУИРОВКИ

### КОНСТРУКЦИЯ ОБРАЗЦОВЫХ ОСЛАБИТЕЛЕЙ

Поглощающие ослабители, работающие на волне  $H_{10}$ . На миллиметровых волнах могут применяться ослабители двух разновидностей: ослабитель ножевого типа с поглощающей пластиной, вводимой в волновод через продольную щель, и ослабитель с пластиной, перемещающейся внутри волновода параллельно его узкой стенке. Ослабители ножевого типа проще в изготовлении (так как в маленьком волноводе трудно разместить пластину с системой ее подвеса), зато они имеют



Рис. 1. Ослабитель ножевого типа со снятым кожухом

повышенный уровень собственного излучения. Второй тип ослабителей лишен этого недостатка, но сложнее в изготовлении. Выбор того или иного типа ослабителя должен производиться с учетом конкретных требований к нему.

Одна из конструкций ножевого ослабителя, рассчитанного на диапазон 1,2—1,8 см, представлена на рис. 1.

Основным элементом ослабителя является отрезок волновода с фланцами на торцах. В волноводе имеется продольная щель, в которую входит нож из диэлектрика, покрытого поглощающим слоем, укрепленный в держателе. Нож (поглощающая пластина) соединен с одной стороны через плоскую пружину с основанием прибора. С противоположной стороны нож движется в пазу, образованном уголком и пластинкой, с помощью шарика, катающегося по этому пазу. Выбор люфта между пазом и ножом осуществляется пружиной, укрепленной в пазу ножа. Движение вниз происходит путем нажатия штыря микрометра на

опору, укрепленную на держателе. По сторонам ножа установлены защитные бруски из поглощающего материала. Микрометрический винт укреплен на плите при помощи ушка. Весь механизм ослабителя закрывается кожухом и устанавливается на стойку.

Ослабители этого типа работают во всем частотном диапазоне применяемого волновода и характеризуются следующими (примерными) параметрами [2]:

- а) начальное затухание меньше или равно 0,2 дБ;
- б) диапазон рабочих величин затухания (относительно начального) от 0 до 30—35 дБ;
- в) погрешность отсчетного механизма меньше или равна  $\pm 0,07$  дБ;
- г) КСВН с обеих сторон меньше или равен 1,10;
- д) частотная зависимость меньше или равна 0,001 дБ/Мгц.

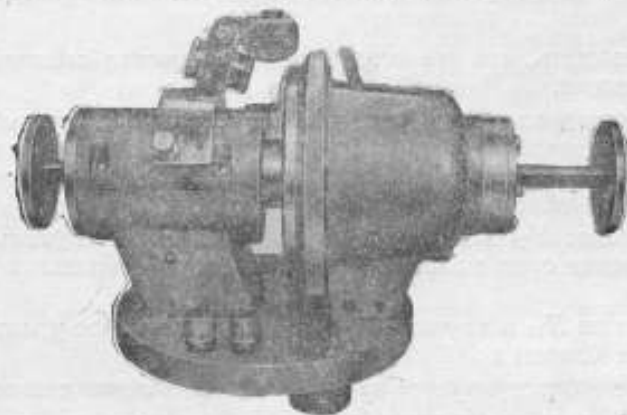


Рис. 2. Внешний вид поляризационного ослабителя

Образцовые ослабители этого типа рационально применять в тех случаях, когда работа ведется на нескольких (не более 5—7) фиксированных волнах.

**Поглощающие ослабители поляризационного типа.** Теория работы этих ослабителей достаточно хорошо известна, поэтому останавливаться на ней нет необходимости.

На рис. 2 приведен внешний вид такого ослабителя миллиметрового диапазона волн.

Теоретически ослабители поляризационного типа не имеют частотной зависимости, и значение вносимого ими затухания может быть рассчитано по формуле

$$A_{\text{дб}} = -40 \lg \cos \Theta, \quad (1)$$

где  $\Theta$  — угол поворота средней секции ослабителя.

Однако в существующих конструкциях пока не удалось реализовать теоретические возможности этого прибора.

Реальные ослабители миллиметрового диапазона имеют некоторую частотную зависимость (порядка 0,3—0,5 дБ) во всем частотном диапазоне примененного волновода.

Реальная градуировочная кривая также отличается от теоретической. Чаще всего затухание в интервале 20—40 дБ несколько больше теоретического, а при больших затуханиях меньше теоретического. Максимальное затухание при  $\Theta = 90^\circ$  практически не превышает 70—80 дБ.

Причины, приводящие к этим отклонениям, разнообразны и еще не полностью изучены. Наиболее очевидные причины: ограниченная длина поглощающих элементов, возникновение и распространение высших типов волн, изменения направления плоскости поляризации в стыках и в промежутках между пластинами.

Поэтому существующие поляризационные ослабители миллиметрового диапазона целесообразно применять в качестве градуируемых образцовых ослабителей. При этом из-за небольшой частотной зависимости их достаточно проградуировать на нескольких частотах диапазона, а затем использовать на любой частоте, применяя интерполяцию.

При таком использовании можно ориентироваться на следующие их параметры:

- а) начальное затухание меньше или равно 2,0 дб;
- б) диапазон рабочих затуханий (относительно начального) 0—40 дб;
- в) погрешность отсчетного механизма меньше или равна  $\pm 0,05$  дб (при затуханиях до 40 дб);
- г) КСВН с обеих сторон меньше или равен 1,15.

Диапазон каждого стандартного волновода перекрывается одним ослабителем.

Следует отметить, что эти ослабители отличаются высокой стабильностью во времени.

**Поглощающие элементы ослабителей.** Результаты ранее проведенных работ по разработке ослабителей поглощающего типа и анализ литературы по этому вопросу позволили сформулировать некоторые основные положения, облегчающие выбор поглощающего слоя.

1. Для волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе оптимальное удельное сопротивление слоя мало зависит от частоты и близко к 300 ом на квадрат.

2. Для волны  $H_{11}$  в круглом волноводе оптимальное удельное сопротивление тоже близко к 300 ом на квадрат.

Сказанное иллюстрируется табл. 1, где приведены данные о КСВН (при  $\theta = 90^\circ$ ) и максимальном затухании контрольных пластин длиной  $3,3 d$  ( $d$  — диаметр круглого волновода), имеющих с одной стороны согласующий скос длиной  $1,2 d$ .

Таблица 1

Удельное сопротивление (ом на квадрат)	Максимальное затухание (дб)	КСВН	
		со стороны скоса	без скоса
100	49	1,07	1,75
200	53	1,10	1,90
300	64	1,10	1,60
400	58	1,06	1,50
500	30	1,05	1,15

3. КСВН поглощающей пластины при правильном выборе ее формы в основном зависит от качества поглощающего слоя и в меньшей степени от неизбежных отклонений формы пластины от расчетной. Это тем более справедливо для миллиметрового диапазона волн, где размеры пластин относительно велики.

4. КСВН поглощающего слоя сильно зависит от его микронеоднородности, во всяком случае сильнее, чем от отклонений величины удельного сопротивления от оптимальной. Эта зависимость растет с укорочением длины волны СВЧ колебаний.

5. Поглощающие слои, нанесенные методом натирания, вжигания и т. п., не обеспечивают необходимой микронеоднородности.



На основании изложенного рекомендуется применять слои, нанесенные методом распыления в вакууме. В качестве материала для слоя применялся нихром.

В качестве материала для подложки испытаны гетинакс и стекло. Слюда не применялась ввиду ее гигроскопичности, ломкости и склонности к короблению.

Окончательно в качестве материала для пластин было принято стекло.

Пластины для ослабителей ножевого типа были изготовлены с удельным сопротивлением 250—300 ом на квадрат и сразу обеспечили нужное затухание и КСВН. Для этих пластин была принята форма сегмента с отношением хорды к высоте волновода порядка 20.

### МЕТОДЫ ГРАДУИРОВКИ ОСЛАБИТЕЛЕЙ

При выборе методов градуировки ослабителей учитывалось сложившееся их подразделение на ослабители с диапазоном вносимого затухания до 30—35 дб (подавляющее большинство волноводных ослабителей поглощающего типа) и на ослабители с большим вносимым затуханием — до 50—70 дб (ослабители предельного типа).



Рис. 3. Блок-схема измерения методом квадратичного детектора

Метод квадратичного детектора применим для градуировки образцовых ослабителей с затуханием до 30—35 дб. Его сущность (рис. 3) заключается в сравнении затухания, вносимого градуируемым ослабителем в тракте СВЧ, с коэффициентом деления делителя, стоящего в тракте индикатора и работающего на частоте модуляции высокочастотного генератора. В качестве элемента, воспринимающего колебания СВЧ, используется кристаллический детектор, работающий на квадратичном участке своей характеристики. Этот метод можно также назвать методом замещения на низкой частоте.

Источники погрешностей, свойственные этому способу, можно разбить на две группы: 1) не зависящие от рабочего диапазона волн; 2) зависящие от рабочего диапазона волн.

К первой группе относятся следующие погрешности:

1. Случайная погрешность из-за вариаций индикатора и из-за ошибки при отсчете его показаний —  $3\sigma_1$ .

Индикаторы, как правило, имеют стрелочный прибор класса 1,0.

Для такого прибора вариации не превосходят  $\pm 0,5\%$ , а ошибка при отсчете показания прибора не превосходит  $\pm 0,2\%$ . Так как для вычисления величины затухания необходимо сделать два отсчета (при нулевом и при измеряемом уровне), то

$$3\sigma_1 = \pm \sqrt{2 \cdot 0,5^2 + 2 \cdot 0,2^2} = \pm 0,77\% = \pm 0,036 \text{ дб.}$$

2. Систематическая погрешность из-за нелинейности шкалы индикатора —  $\Delta A_2$ . Она, как правило, не превышает  $\pm 0,02 \text{ дб}$ , а в некоторых случаях, когда отсчет можно сделать только с помощью делителей, при равных в обоих случаях показаниях прибора, равна нулю.

3. Систематическая погрешность из-за ошибок в определении коэффициентов деления образцового делителя —  $\Delta A_3$ . Эта погрешность

(при пользовании таблицами поправок) может быть уменьшена до значения  $\pm 0,02$  дб.

Ко второй группе относятся следующие погрешности:

4. Систематическая погрешность рассогласования  $\Delta A_4$ . Она подсчитывается по формуле

$$\Delta A_4 \text{ дб} = \pm 8,69 (G_2 G_1 + G_2 G_n + G_2 G_n Q^2) \quad (2)$$

где:

$G_2$  — коэффициент отражения генератора;

$G_1$  — входной коэффициент отражения ослабителя;

$G_2$  — выходной коэффициент отражения ослабителя;

$G_n$  — коэффициент отражения нагрузки;

$Q$  — коэффициент передачи ослабителя.

Расчет произведен для следующих измеренных значений КСВН элементов волноводного тракта миллиметрового диапазона волн:

$G_2 = 0,1$  (КСВН генератора 1,2);

$G_n = 0,02$  (КСВН нагрузки 1,05);

$Q = 1$  (ослабитель на нулевом затухании);

$G_1 = G_2 = 0,02; 0,05; 0,07$  и  $0,1$ .

Результаты расчета представлены в табл. 2.

Таблица 2

	КСВН ослабителя			
	1,05	1,10	1,15	1,20
$G_1 = G_2$	0,02	0,05	0,07	0,1
$\Delta A_4 \text{ дб}$	$\pm 0,04$	$\pm 0,07$	$\pm 0,09$	$\pm 0,12$

5. Систематическая погрешность из-за отклонения характеристики детектора от квадратичной  $\Delta A_5$ .

Результаты работы показали, что с уменьшением длины волны увеличиваются отклонения от теоретического закона детектирования.

Встречаются экземпляры детекторов, у которых отклонения значительны, что приводит при градуировке к погрешностям до 1,5—2,0 дб при затухании в 30 дб. Поэтому необходимо производить градуировку не менее чем с тремя различными квадратичными детекторами и в случае хорошего совпадения градуировок выводить среднюю величину затухания.

При этом величина  $\Delta A_5$  доходит до  $\pm 0,14$  дб.

6. Случайная погрешность из-за неточной установки частоты и из-за ее колебаний и уходов по разным причинам (нестабильность, паразитная частотная модуляция)  $3\sigma_6$ .

Ввиду незначительной частотной зависимости поглощающих ослабителей и хорошей стабильности генераторов (около  $\pm 0,5$  Мгц на волне 0,75 см) величина этой погрешности при использовании волномера средней точности ( $5 \cdot 10^{-4}$ ) не превосходит  $\pm 0,01$  дб.

7. Случайная погрешность из-за непостоянства уровня СВЧ сигнала  $3\sigma_7$ . По результатам исследования она в большинстве случаев не превосходит  $\pm 0,01$  дб.

8. Случайная погрешность из-за попадания СВЧ мощности на детектор, помимо основного тракта,  $3\sigma_8$ .

Эта погрешность при тщательной сборке тракта не превосходит  $\pm 0,005$  дб и может не учитываться.

Перейдем к определению суммарной погрешности. Как известно, величина квадратичного участка характеристики детектора, как правило, меньше 30 дб. Это вынуждает вести градуировку двумя ступенями.

Поэтому оценка суммарной погрешности производится отдельно для градуировки одной и двумя ступенями по следующим правилам [12]:

1. Систематические погрешности (точнее, неисключенные остатки систематических погрешностей), знак которых хотя и неизвестен, но, вероятнее всего, не меняется и не зависит от условий конкретного измерения, суммируются по модулю, а сумме приписывается знак  $\pm$ .

2. Систематические погрешности, для которых равновероятны знаки  $+$  и  $-$ , суммируются следующим образом.

По величине  $\Delta A$  находят  $3\sigma_A = \pm \Delta A / \sqrt{3}$ , все величины  $3\sigma_A$  суммируют под корнем квадратным вместе со случайными погрешностями с той разницей, что их значения не ставятся в зависимость от числа измерений. Так как все систематические погрешности для этого метода относятся ко второй группе, суммарная погрешность равна

$$\Delta A' = \pm \sqrt{(3\sigma_1)^2 + (\sqrt{3}\Delta A_2)^2 + (\sqrt{3}\Delta A_3)^2 + (\sqrt{3}\Delta A_4)^2 + (\sqrt{3}\Delta A_5)^2 + (3\sigma_6)^2 + (3\sigma_7)^2} \quad (3)$$

для случая градуировки одной ступенью и

$$\Delta A'' = 1,41 \Delta A' \quad (4)$$

для случая градуировки двумя ступенями.

Значения суммарной погрешности, вычисленные по формуле (4) для ослабителей с различным собственным КСВН, приведены в табл. 3.

Таблица 3

КСВН ослабителя	1,05	1,10	1,15	1,20
$\Delta A'' \text{ дб}$	$\pm 0,22$	$\pm 0,27$	$\pm 0,30$	$\pm 0,34$

Эта погрешность может быть несколько снижена, если согласовать генератор до КСВН  $< 1,05$ ; при этом  $\Delta A''$  будет иметь значения, приведенные в табл. 4.

Таблица 4

КСВН ослабителя	1,05	1,10	1,15	1,20
$\Delta A'' \text{ дб}$	$\pm 0,20$	$\pm 0,21$	$\pm 0,22$	$\pm 0,23$

Процедура градуировки этим методом та же, что и применяемая, например, в трехсантиметровом диапазоне волн, с той разницей, что градуировку необходимо повторять с несколькими экземплярами детекторов. В связи с этим резко возрастает трудоемкость градуировки. Поэтому в миллиметровом диапазоне волн метод квадратичного детектора может быть рекомендован лишь для градуировки образцовых ослабителей.

Супергетеродинный метод. Сущность метода состоит в сравнении величины затухания, вносимого градуируемым ослабителем в тракт сверхвысокой частоты (СВЧ), с затуханием, вносимым образцовым ослабителем в тракт промежуточной частоты (в качестве образцового, как правило, применяется ослабитель предельного типа, не нуждающийся в градуировке). Поэтому его можно также назвать мето-

дом замещения на промежуточной частоте. Блок-схема наиболее прогрессивного варианта супергетеродинной установки приведена на рис. 4.



Рис. 4. Блок-схема измерения супергетеродинным методом

Присущие этому методу источники погрешностей также можно разделить на две группы: 1) не зависящие от рабочего диапазона волн; 2) зависящие от рабочего диапазона волн.

Величины погрешностей, входящих в первую группу, определялись на основе литературных данных и по результатам исследования супергетеродинной установки ВНИИФТРИ в сантиметровом диапазоне волн (см. статью Л. А. Биргера в настоящем сборнике).

В первую группу входят следующие источники погрешностей:

1. Систематическая погрешность образцового ослабителя  $\Delta A_1$ . Значение этой погрешности близко к  $7 \cdot 10^{-4} A$  ( $A$  — измеряемая величина затухания).

2. Случайная погрешность образцового ослабителя  $3\sigma_1$ . Величина  $3\sigma_1$  близка к  $\pm 0,02$  дб.

3. Систематическая погрешность из-за нелинейности смесителя  $\Delta A_2$ . При отношении напряжения гетеродина к максимальному напряжению сигнала около  $10^3$ :

$$\Delta A_2 < 0,05 \text{ дб.}$$

4. Систематическая погрешность из-за неидеальности формы модулирующих импульсов  $\Delta A_3$ :

$$\Delta A_3 = \pm 0,01 \text{ дб.}$$

5. Случайная погрешность выходного индикаторного прибора  $3\sigma_2$ :

$$3\sigma_2 \text{ близка к } \pm 0,02 \text{ дб.}$$

Значения погрешностей, входящих во вторую группу, определялись экспериментально и расчетным путем.

В эту группу входят следующие источники погрешностей:

6. Систематическая погрешность из-за рассогласования. Для определения этой погрешности были измерены следующие величины:

- КСВН генератора с развязкой;
- КСВН ослабителей различных типов;
- пределы согласования согласующих трансформаторов.

При этом оказалось, что КСВН клистронных генераторов при развязке в 7—10 дб во всем диапазоне не превосходит 1,2; КСВН ослабителей ножевого типа не превосходит 1,1; КСВН ослабителей поляризованного типа не превосходит 1,15; согласующие трансформаторы позволяют согласовать смесительную головку до КСВН = 1,05.

При этих условиях погрешность рассогласования

$$\Delta A_4 < \pm 0,07 \text{ дб.}$$



7. Случайная погрешность  $3\sigma_3$  из-за нестабильности уровня СВЧ мощности. Величина  $3\sigma_3$  не превосходит для исследованных генераторов  $\pm 0,01$  дБ.

8. Систематическая погрешность из-за наличия тепловых шумов. Величина этой погрешности вычисляется по формуле

$$\Delta A_2 = 11,4 \frac{NkT}{P_c} \sqrt{\Delta f \Delta F}, \quad (5)$$

где  $N$  — коэффициент шума; в исследуемом диапазоне величина  $N$  близка к  $3 \cdot 10^3$ ;

$k$  — постоянная Больцмана  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град;

$T$  — абсолютная температура 300°К;

$\Delta F$  — полоса пропускания индикатора 1 Гц;

$\Delta f$  — полоса пропускания усилителя промежуточной частоты;

$P_c$  — мощность сигнала.

Из формулы (5) видно, что, задавшись величиной  $\Delta A_2$ , можно определить максимальную величину  $P_c$  и, следовательно, рабочий диапазон установки; и наоборот, задавшись величиной  $P_c$ , определить  $\Delta A_2$ . Для такого расчета необходимо было определить величину  $\Delta f$ . Для стабильной работы всей установки необходимо соблюдать соотношение  $\Delta f > 10 df$ , где  $df$  — нестабильность генератора и гетеродина по частоте (при равной их стабильности).

Результаты измерений показали, что величина  $df$  не превосходит  $\pm 0,5$  МГц за 5 мин. для наивысшей частоты диапазона.

Поэтому для расчета была принята  $\Delta f = 10$  МГц.

Отсюда величина  $\Delta A_2 = \pm 0,05$  дБ при  $P_c = 4 \cdot 10^{-13}$  Вт и  $\pm 0,1$  дБ при  $P_c = 2 \cdot 10^{-13}$  Вт, а диапазон установки равен 70 дБ.

9. Случайная погрешность из-за уходов частоты  $3\sigma_4$ .

При  $\Delta f = 20df$  значение  $3\sigma_4 = \pm 0,03$  дБ.

Суммарная погрешность метода определялась по тем же правилам, что и для метода квадратичного детектора, причем погрешности  $\Delta A_1$ ;  $\Delta A_2$  и  $\Delta A_3$  относились к первой группе, а  $\Delta A_4$  и  $\Delta A_5$  — ко второй.

В результате ожидаемая полная погрешность метода, вычисленная по формуле

$$\Delta A = \pm(\Delta A_1 + \Delta A_2 + \Delta A_3 + \sqrt{(\sqrt{3}\Delta A_4)^2 + (\sqrt{3}\Delta A_5)^2 + (3\sigma_1)^2 + (3\sigma_2)^2 + (3\sigma_3)^2 + (3\sigma_4)^2}), \quad (6)$$

равна  $\pm 0,21$  дБ при измеряемых затуханиях до 30 дБ;  $\pm 0,23$  дБ при измеряемых затуханиях до 50 дБ;  $\pm 0,25$  дБ при измеряемых затуханиях до 70 дБ.

Приведенные расчетно-экспериментальные величины погрешностей будут уточнены после окончания исследования установки.

Из-за сложности и большой стоимости аппаратуры, а также больших затрат времени на градуировку супергетеродинный метод целесообразно применять для градуировки образцовых (в виде исключения рабочих) ослабителей с большими пределами изменения вносимого затухания и в некоторых случаях для контроля за правильностью градуировок образцовых ослабителей с затуханием 30—35 дБ.

**Метод замещения на СВЧ.** При градуировке этим методом (рис. 5) в тракт СВЧ включаются последовательно два ослабителя: образцовый и поверяемый, нагруженные на индикатор. Затухание обоих ослабителей



Рис. 5. Блок-схема измерения методом замещения на СВЧ

лей сравнивается друг с другом, так что сумма затуханий остается постоянной (в первоначальном положении один ослабитель имеет максимальное затухание, другой минимальное, в конечном положении — наоборот).

Пределы измерения этим методом довольно велики и зависят главным образом от параметров образцового ослабителя и индикатора (при наличии генератора достаточной мощности). Во всяком случае, не вызывает затруднений градуировка до затуханий 30—35 дб.

Погрешность градуировки этим методом складывается из погрешности образцового ослабителя и погрешности установки. Последняя складывается из:

а) погрешности индикатора  $3\sigma_1 = \pm 0,04$  дб;

б) погрешности из-за колебаний уровня СВЧ сигнала  $3\sigma_2 = \pm 0,01$  дб; величины  $3\sigma_1$  и  $3\sigma_2$  близки к соответствующим погрешностям для метода квадратичного детектора;

в) погрешности рассогласования, подсчитываемой по формуле

$\Delta A_1 = \pm 8,69 (\Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_3 \Gamma_4 + \Gamma_5 \Gamma_6 + \Gamma_1 \Gamma_3 Q_1^2 + \Gamma_2 \Gamma_4 Q_2^2 + \Gamma_5 \Gamma_6 Q_1^2 Q_2^2)$ , (7)

где  $\Gamma_1; \Gamma_2; Q_1$  относятся к образцовому ослабителю;

$\Gamma_3; \Gamma_4; Q_2$  — к градуируемому ослабителю.

Остальные обозначения аналогичны примененным в формуле (2).

Для тракта с параметрами, приведенными в разделе «Супергетеродинный метод»,  $\Delta A_1 = \pm 0,08$  дб  $\approx \pm 1,7\%$ .

Суммарная погрешность установки

$$\Delta A = \sqrt{(\sqrt{3} \Delta A_1)^2 + (3\sigma_1)^2 + (3\sigma_2)^2} = \pm 0,09 \text{ дб.} \quad (8)$$

Таким образом, погрешность градуировки рабочих ослабителей будет на  $\pm 0,1$  дб больше, чем у образцовых.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бородачев Н. Л. Основание методики расчета допусков и ошибок кинематических цепей, Изд. АН СССР, 1943.
2. Брянский Л. Н., Козырев Н. Д., Иванова Р. П. Отчет по теме ВНИИФТРИ, 1957.
3. Герценштейн М. Е. и Брянский Л. Н. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте СВЧ, «Измерительная техника», 1956, № 1

### ТРАНСФОРМАТОРЫ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ С РАЗДЕЛЬНОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ МОДУЛЯ И ФАЗЫ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ

Для согласования элементов СВЧ тракта обычно применяются шлейфовые, диэлектрические, трех- или четырехштыревые трансформаторы, а также трансформаторы типа штырь-щель.

Однако их применение не обеспечивает выполнения некоторых специальных требований.

В ряде случаев крайне важно, чтобы трансформатор не вносил в тракт существенных потерь СВЧ мощности и чтобы его потери практически не изменялись при перестройке трансформатора и с течением времени. Этому требованию удовлетворяют трех- или четырехштыревые трансформаторы, благодаря чему они находят широкое применение в образцовых установках [1], [2]. В шлейфовых трансформаторах за счет наличия трущихся токонесущих контактов стабильность СВЧ потерь и их постоянство во времени гарантировать трудно. Диэлектрические трансформаторы (например, трансформаторы из комплекта 52-И) и трансформаторы типа штырь-щель обладают значительными потерями, обусловленными прежде всего излучением из щели.

В других случаях необходимо обеспечить предельную широкополосность элемента тракта после его согласования трансформатором. Этому требованию не удовлетворяет ни один из перечисленных типов трансформаторов, так как необходимые значения модуля и фазы коэффициента отражения компенсирующей неоднородности обеспечиваются в них путем подбора взаимного расположения двух или нескольких отражающих элементов, при котором суммарная отраженная волна имеет нужные модуль и фазу. При этом коэффициент отражения компенсирующей неоднородности оказывается резко зависящим от частоты.

Иногда целесообразно трансформатор компановать вместе с согласуемым устройством в общей конструкции (например, встраивать в термисторные или детекторные головки) с тем, чтобы иметь компактный прибор, позволяющий осуществлять согласование при предельно малых расстояниях между источниками отражения и компенсирующей неоднородностью и обеспечивать тем самым после согласования предельно широкополосное устройство. Кроме того, с уменьшением токонесущих поверхностей при прочих равных условиях уменьшаются СВЧ потери устройства. При компановке согласующего и согласуемого устройств в одном приборе может оказаться весьма полезной возможность градуировки согласующего устройства в рабочем диапазоне частот. В таком случае в процессе эксплуатации согласование на любой частоте не требует кропотливой работы с измерительной линией или другим подобным прибором и осуществляется путем установки на шкалах прибора значений, соответствующих градуировочным кривым или графикам. При этом крайне важным является сведение к минимуму количества органов настройки. Так как компенсирующая неоднородность характеризуется

двумя независимыми величинами: модулем и фазой коэффициента отражения, то необходимо два градуированных органа настройки.

Этому требованию удовлетворяют лишь диэлектрические трансформаторы (например, типа 52-И), однако ранее отмечалось, что они обладают значительными потерями и сами являются сравнительно узкополосными приборами.

Ниже рассмотрены предложенные автором конструкции трансформаторов полных сопротивлений, имеющие отдельную регулировку модуля и фазы коэффициента отражения единственного отражающего элемента и допускающие градуировку в рабочем диапазоне частот. Эти трансформаторы не вносят в тракт существенных потерь мощности и легко комбинируются с термисторными или детекторными головками.

### ВОЛНОВОДНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С ФАЗОВРАЩАТЕЛЕМ

Устройство и схема включения волноводного трансформатора с фазовращателем показаны на рис. 1. Компенсирующая отраженная волна создается штырем 1. Ее амплитуда регулируется путем изменения глубины погружения штыря. Вместо регулировки фазы компенсирующей волны этим трансформатором регулируется фаза волны, отраженной от

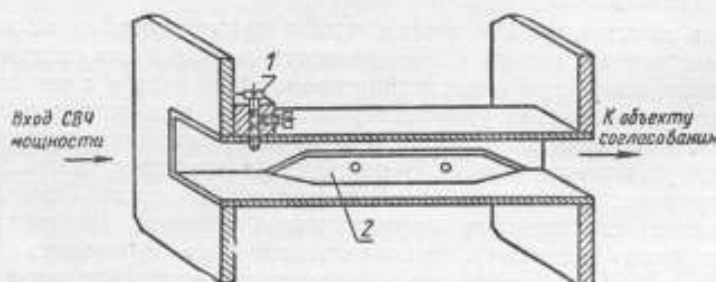


Рис. 1. Волноводный трансформатор с фазовращателем.

1—штырь; 2—кварцевая или полистироловая пластина

согласуемого элемента, что позволяет также обеспечить сдвиг фаз взаимно компенсирующих волн на  $180^\circ$ . Изменение фазы производится фазовращателем, например, путем передвижения кварцевой или полистироловой пластины 2 от узкой стенки волновода к его середине.

Перемещение пластины должно обеспечивать на любой частоте рабочего диапазона сдвиг фазы на угол не менее  $180^\circ$ . Форма пластины должна быть такой, при которой отражения от нее были бы малыми (обычно достаточно, чтобы КСВН пластины не превышал 1,05).

Механизмы, позволяющие плавно изменять глубину погружения штыря и положение пластины фазовращателя, могут иметь шкалы, по которым воспроизводится любое положение элементов настройки.

Описанный трансформатор был сконструирован для диапазона волн 2,6—3,6 см на базе образцового аттенюатора ОСП-3, разработанного во ВНИИФТРИ, в котором поглощающая пластина была заменена полистироловой. На широкой стенке волновода у входного фланца был смонтирован отражающий штырь с регулируемой глубиной погружения.

Этот трансформатор позволял согласовывать элементы тракта от КСВН порядка 2—3 и менее до КСВН  $< 1,05$ .

Впоследствии подобные трансформаторы были моделированы для других стандартов волноводов и нашли применение в образцовых установках миллиметрового диапазона ( $\lambda = 0,7—1,8$  см), разработанных во ВНИИФТРИ. На рис. 2 показаны общий вид и конструктивное оформление этих трансформаторов.

Хотя трансформатор полных сопротивлений с фазовращателем и



удовлетворяет сформулированным в начале требованиям, однако он имеет и ряд существенных недостатков.

Во-первых, подобный трансформатор конструктивно весьма сложно выполнить в коаксиальном варианте.

Во-вторых, при использовании для фазовращателя пластины из полистирола или кварца конструкция требует значительного расстояния (в длинах волн) между согласуемым и компенсирующим элементами, что приводит к сужению полосы частот, в которой сохраняется согласо-

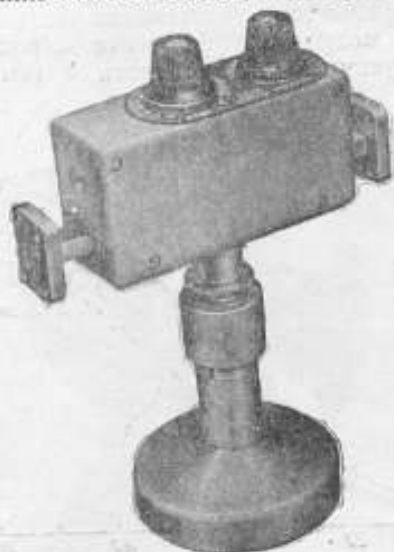


Рис. 2. Трансформатор миллиметрового диапазона

вание с заданной точностью без перестройки трансформатора. Однако этот недостаток, по-видимому, может быть ликвидирован, если пластину фазовращателя изготовить из смеси полистирола и окиси цинка, обладающей диэлектрической проницаемостью порядка 20—30 и весьма малыми потерями на СВЧ [3].

#### ПОВОРОТНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ И КОАКСИАЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Конструкция волноводного поворотного трансформатора схематически показана на рис. 3, где виден разрез трансформатора вдоль средней линии волновода в плоскости, перпендикулярной к его широким стенкам.

На плавно изогнутом участке волновода 1 в середине его широкой стенки сделано отверстие и припаяна направляющая металлическая втулка 2, в которой может перемещаться кварцевая или полистироловая

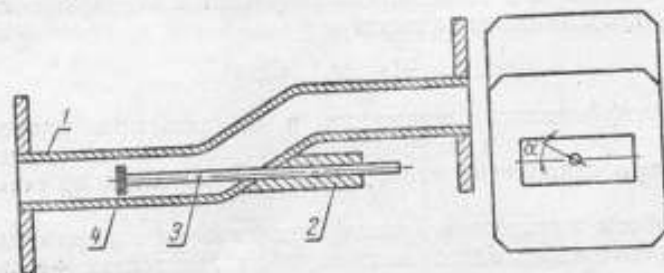


Рис. 3. Устройство волноводного поворотного трансформатора.

1—волновод; 2—направляющая металлическая втулка; 3—диэлектрическая тонкостенная трубка; 4—отражающий элемент

тонкостенная трубка 3; на конце последней укреплен отражающий элемент 4 в виде металлического тонкого стерженька или тонкой пластинки.

Когда отражающий элемент расположен параллельно широким стенкам волновода, он находится в практически эквипотенциальной поверхности и существенных искажений поля не создает.

Если же отражающий элемент расположен вдоль узких стенок волновода, то его направление совпадает с направлением наибольшего градиента электрической составляющей электромагнитного поля, вследствие чего от него отражается значительная часть СВЧ мощности.

В общем случае модуль коэффициента отражения отражающего элемента является функцией угла поворота  $\alpha$  (см. рис. 3) и размеров стерженька.

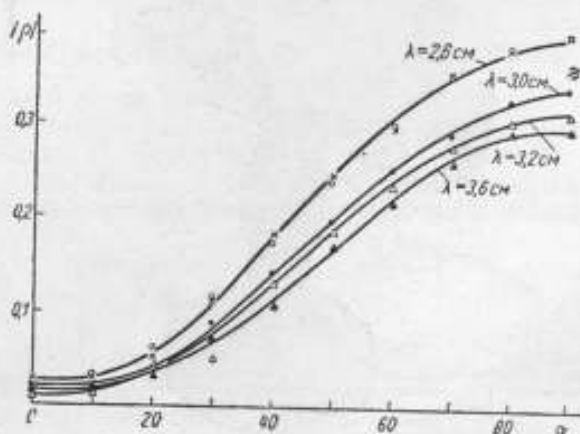


Рис. 4. Семейство кривых модуля коэффициента отражения  $|\rho|$  в функции угла  $\alpha$

Для обеспечения наибольшего диапазона изменения амплитуды отраженной волны ось вращения отражающего элемента должна лежать на линии пересечения плоскостей симметрии волновода.

Исследованный нами трансформатор работал в диапазоне длин волн 2,6—3,6 см (сечение волновода  $10 \times 23$ ) и имел в качестве отражающего элемента металлическую пластинку с размерами  $7 \times 2 \times 0,5$  мм. При  $\alpha = 0$  ее поверхности оказывались параллельными широким стенкам волновода, а большая боковая грань — перпендикулярной к узким стенкам волновода.

На рис. 4 приведено семейство кривых, характеризующих зависимость модуля коэффициента отражения  $\rho$  пластинки в функции угла ее поворота  $\alpha$ . Кривые соответствуют различным длинам волн в рабочем диапазоне.

Построенные по экспериментальным данным кривые с погрешностью, не превышающей погрешности результатов эксперимента ( $|\epsilon| \leq 0,03$ ) могут быть представлены законом

$$|\rho| = |\rho|_{\max} \sin^2 \alpha \quad (1)$$

Фаза коэффициента отражения в описываемом трансформаторе могла изменяться путем перемещения отражающего элемента вдоль волновода при сохранении его ориентации относительно стенок волновода.

Для работы в заданном диапазоне длин волн отражающий элемент должен перемещаться вдоль волновода на расстояние не менее половины наибольшей длины волны в волноводе.

Механизмы поступательного и вращательного перемещения могут иметь шкалы для воспроизведения нужного положения отражающего

элемента. Тогда в случае, если трансформатор используется как градуированное по минимальному КСВН согласующее устройство, процесс согласования на любой частоте сводится к установке на его шкалах отметок, соответствующих градуировочным кривым. На рис. 5 показан общий вид одного из возможных вариантов такого трансформатора, применяющегося во ВНИИФТРИ.

На базе поворотного трансформатора была разработана широкополосная настраиваемая термисторная головка, градуированная по КСВН

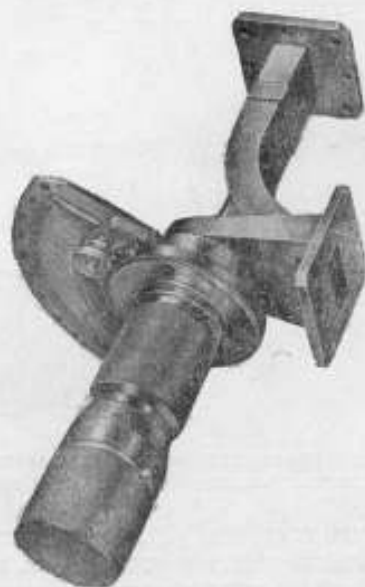


Рис. 5. Волноводный поворотный трансформатор

в диапазоне длин волн  $\lambda = 2,6-3,6$  см. Для этого трансформатор был смонтирован в термисторную головку типа ТГВ-111, имевшую в этом диапазоне КСВН от 1,3 до 2,5 и проградуирован на измерительной линии с точностью до КСВН  $< 1,05$ .

При установке нулевого угла поворота отражающего элемента головка является широкополосной и ее параметры совпадают с параметрами головки типа ТГВ-111 без согласующего трансформатора. При необходимости вход головки может быть согласован на любой рабочей частоте путем установки на ее шкалах значений, соответствующих градуировочным кривым.

На рис. 6 схематически показано устройство этой широкополосной настраиваемой головки, а на рис. 7 приведено фото подобных головок.

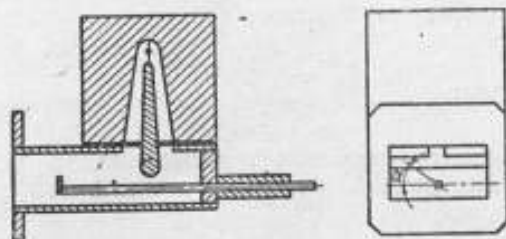


Рис. 6. Устройство широкополосной настраиваемой термисторной головки

У одной из них сняты теплоизолирующие элементы (корпус и отрезок никелевого волновода), благодаря чему на фото виден отражающий элемент.

Механизмы перемещений и их отсчетные устройства позволяли воспроизводить любое рабочее положение отражающего элемента с точностью  $\pm 1^\circ$  по шкале угла поворота и с точностью  $\pm 0,1$  мм по шкале линейного перемещения.

Согласование многократно воспроизводилось путем установки на шкалах отметок, соответствующих градуировочным кривым, после чего измерялся КСВН с помощью измерительной линии. При этом ни одно из пятнадцати измерений не дало значения КСВН большего чем 1,08.

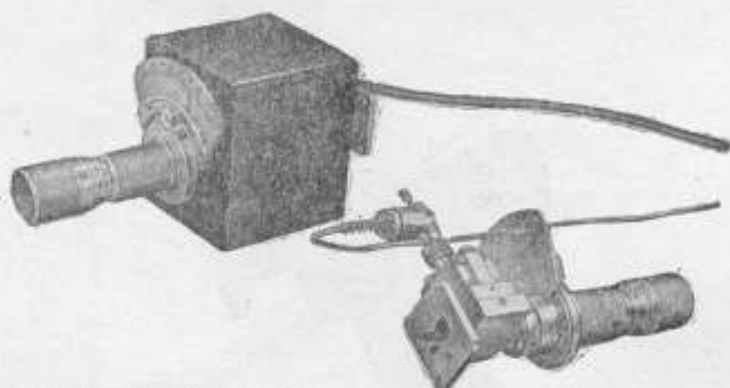


Рис. 7. Волноводные широкополосные настраиваемые термисторные головки трехсантиметрового диапазона для воды

Оценим необходимую точность установки отражающего элемента для обеспечения заданной точности согласования в общем случае.

Обозначим максимальную погрешность установки по шкале поступательного перемещения  $\pm \Delta l$ , а соответствующую максимальную погрешность установки фазы коэффициента отражения  $\pm \Delta \varphi$ .

Так как

$$\frac{\Delta \varphi}{2\pi} = \frac{\Delta l}{\lambda_g},$$

то

$$\Delta l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \Delta \varphi, \quad (2)$$

где  $\lambda_g$  — длина волны в волноводе.

Если коэффициент отражения согласуемого элемента, приведенный к плоскости компенсирующего элемента, равен

$$\rho_0 = |\rho_0| \sin \varphi,$$

то номинальная установка положения отражающего элемента соответствует его коэффициенту отражения

$$\varphi_0 = |\rho_0| \sin(\varphi + \pi),$$

так как в этом случае

$$\rho_0 + \rho_0 = 0.$$

Если коэффициент отражения трансформатора установлен с погрешностью по фазе, равной  $\Delta \varphi$ , то остаточный коэффициент отражения окажется

$$|\rho| = \rho_0 + \rho_0 = |\rho_0| (\sin \varphi + \sin(\varphi + \pi \pm \Delta \varphi)) = \pm 2 |\rho_0| \sin \frac{\Delta \varphi}{2} \cos \left( \varphi \pm \frac{\Delta \varphi}{2} \right).$$



Отсюда следует, что

$$|\rho| = 2|\rho_0| \sin \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (3)$$

При малых погрешностях  $\Delta\varphi$  равенство (3) может быть упрощено

$$|\rho| = \Delta\varphi |\rho_0|.$$

откуда

$$\delta = \Delta\varphi = \frac{|\rho|}{\rho_0}. \quad (4)$$

Подставляя полученное выражение в равенство (2), будем иметь

$$\Delta l = \pm \frac{\delta}{2\pi} \lambda_g. \quad (5)$$

где

$$\delta = \frac{|\rho|}{|\rho_0|}.$$

Как правило, при использовании трансформатора как градуированного согласующего устройства согласование оказывается достаточным, если  $\delta \approx 0,15$  (например, согласование от КСВН  $< 2$  до КСВН  $< 1,1$ ).

Если учесть погрешность градуировки трансформатора ( $\Delta\rho \leq 0,015$ ) и другие частные погрешности, то окажется, что значение  $\delta$ , обусловленное неточностью установки положения отражающего элемента, по шкале линейных перемещений должно быть примерно равно 0,07.

Следовательно, максимальная допустимая погрешность установки по шкале линейных перемещений согласно выражению (5) будет

$$\Delta l \approx \pm \lambda_g \cdot 10^{-2}. \quad (6)$$

Из полученной зависимости следует, что при точности установки по шкале линейных перемещений  $\pm 0,01$  мм (например, с помощью часового индикатора или микрометрического винта) согласование с оговоренной выше точностью может производиться при  $\lambda > 1$  мм, т. е. во всем практически используемом в настоящее время диапазоне длин волн.

Максимально допустимая погрешность установки угла поворота отражающего элемента может быть определена из очевидного равенства

$$\Delta\alpha \approx \frac{|\Delta\rho|}{\left(\frac{d|\rho|}{d\alpha}\right)_{\max}}. \quad (7)$$

Ранее указывалось, что зависимость модуля коэффициента отражения от угла поворота близка к  $|\rho| = |\rho|_{\max} \sin^2\alpha$ . Следовательно,

$$\left(\frac{d|\rho|}{d\alpha}\right)_{\max} \approx |\rho|_{\max}.$$

Подставляя это значение в выражение (7), получим

$$\Delta\alpha \approx \frac{|\rho|}{|\rho|_{\max}} = \delta,$$

или, выражая  $\Delta\alpha$  в градусах, найдем

$$\Delta\alpha \approx 57,5 \delta^\circ. \quad (8)$$

Полагая, что погрешность согласования за счет неточности установки угла поворота должна быть существенно меньше, чем погрешность за счет неточности установки по шкале линейных перемещений, определим ее для  $\delta \approx 0,05$  [согласно равенству (8)]

$$\Delta\alpha \approx \pm 3^\circ.$$

Совершенно очевидно, что такую точность установки угла поворота нетрудно обеспечить с помощью простейших устройств.

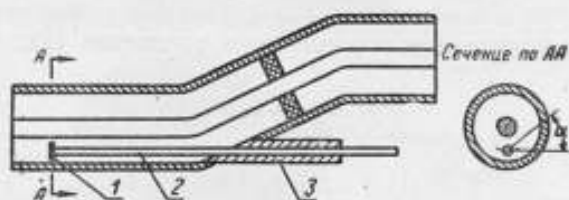


Рис. 8. Устройство коаксиального трансформатора.

1—отражающий элемент; 2—диэлектрическая тонкостенная трубка;  
3—направляющая втулка

Серьезным преимуществом поворотного трансформатора является возможность его осуществления в коаксиальном варианте.

На рис. 8 схематически показаны устройство такого трансформатора и необходимая форма металлического отражающего элемента, на рис. 9 дан внешний вид трансформатора. При  $\alpha = 0$  такой отражающий элемент находится на эквипотенциальной поверхности, а при  $\alpha = 90^\circ$  отражение от него максимально.



Рис. 9. Внешний вид коаксиального трансформатора

Оценки, приведенные выше для волноводного трансформатора, верны и для коаксиального варианта. Следует лишь отметить, что при  $\lambda > 10$  см (что характерно для коаксиальных линий) согласно формуле (6) максимальная погрешность установки по шкале линейных перемещений не должна превышать 1,6 мм (для случая  $\delta > 0,1$ ).

Точности установок  $\pm 3^\circ$  по шкале поворота и  $\pm 1,6$  мм по шкале линейных перемещений могут быть обеспечены весьма элементарными средствами.

Другим важным преимуществом поворотного трансформатора является возможность его монтажа непосредственно в согласуемом элементе (например, в термисторной головке).

При этом при любых фазах коэффициентов отражения отражающей и компенсирующей неоднородностей условия компенсации могут быть выполнены при расстоянии между неоднородностями менее длины

волны (в случаях, когда компенсирующая неоднородность сосредоточена в одной плоскости сечения волновода или коаксиала).

Определим полосу частот, в которой выполняется с заданной точностью согласование сосредоточенной неоднородности, в предположении, что полное сопротивление, соответствующее этой неоднородности, не зависит от частоты в рассматриваемой весьма узкой полосе частот.

В случае волноводной линии длина волны в ней связана с частотой известными зависимостями

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad (9)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \quad (10)$$

Учитывая, что согласно (9)  $\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta \lambda}{\lambda}$ , найдем зависимость между  $\frac{\Delta \lambda}{\lambda}$  и величиной  $\delta = \frac{|\rho|}{|\rho_0|}$ .

Дифференцируя  $\lambda_g$  по  $\lambda$  после элементарных преобразований, получим

$$\frac{d\lambda_g}{d\lambda} = (1 - v^2)^{-3/2}, \quad (11)$$

где

$$v = \frac{\lambda}{\lambda_{кр}}.$$

Так как

$$\Delta \lambda_g = \frac{d\lambda_g}{d\lambda} \Delta \lambda,$$

то 
$$\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda} = \frac{d\lambda_g}{d\lambda} \frac{\Delta \lambda}{\lambda_g}. \quad (12)$$

С другой стороны очевидно, что

$$\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda_g} = \frac{\Delta \varphi}{2\pi}, \quad (13)$$

где  $\Delta \varphi$  — изменение фазы волны в радианах, соответствующее изменению длины волны в волноводе на величину  $\Delta \lambda_g$ .

Приравняв левые части равенств (12) и (13), после очевидных преобразований получим

$$\frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{\Delta \varphi}{2\pi} (1 - v^2). \quad (14)$$

С учетом зависимости (4) выражение (14) может быть переписано сокращательно в виде

$$\frac{|\Delta f|}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{1 - v^2}{2\pi} \delta, \quad (15)$$

где

$$v = \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \text{ и } \delta = \frac{|\rho|}{|\rho_0|}.$$

Рекомендованные диапазоны длин волн для прямоугольных волноводов соответствуют изменению значения  $v$  в пределах 0,55—0,75.

Оценивая по формуле (15) полосу частот, соответствующую  $\delta \ll 0,1$ , получим, что для коротковолновой части диапазона волн каждого волновода полоса частот составляет не менее  $\pm 1,1\%$ , а для длинноволновой части не менее  $\pm 0,65\%$ . Эти результаты хорошо согласуются с данными испытаний разработанных термисторных головок.

Очевидно, что в общем случае, когда компенсирующая и согласуемая неоднородности находятся на расстоянии  $n\lambda$ , полоса частот окажется в  $n$  раз меньшей, т. е.

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1-\nu^2}{2\pi n} \delta. \quad (16)$$

Для коаксиального варианта аналогичная оценка может быть произведена значительно проще:

$$\frac{\Delta f}{f} = \left| \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \right| = \frac{\Delta \varphi}{2\pi} = \frac{\delta}{2\pi},$$

или в общем случае, когда компенсирующая и согласуемая неоднородности находятся на расстоянии  $n\lambda$

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\delta}{2\pi n}. \quad (17)$$

При  $n=1$ ,  $\delta=0,1$  независимо от рабочей частоты полоса частот может быть выражена

$$\frac{\Delta f}{f} \cdot 100\% \approx \pm 1,6\%.$$

Следовательно, при установке частоты по резонансному волномеру средней точности ( $\pm 0,05\%$ ) существенных погрешностей согласования не возникает, если компенсирующая неоднородность будет находиться от согласуемой на расстоянии не более 5—10 длин волн, а при установке частоты по волномеру высокой точности ( $\pm 0,005\%$ ) — соответственно 50—100 длин волн, что достаточно в любом из практически важных случаев, встречающихся в технике радиоизмерений на СВЧ.

Приведенные выше соображения позволяют сделать вывод, что в ряде случаев поворотный трансформатор целесообразно использовать как градуированное по минимальному КСВН согласующее устройство отдельных элементов тракта (термисторных головок, насадок, calorиметров, генераторов и т. п.).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Инструкция 221—57 по поверке термисторных измерителей мощности трехсантиметрового диапазона волн, Стандартгиз, 1957.
2. Отчет ХГИМИП по теме 19—56 «Аттестация микрокалориметров и исследование головок в трех- и десятисантиметровом диапазонах».
3. Саусворт Дж. К. Принципы применения волноводной передачи, «Советское радио», М., 1955.



## **МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ИМПУЛЬСНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СВЧ КОЛЕБАНИЙ**

Во многих областях радиотехники в качестве основного параметра, характеризующего интенсивность импульсно-модулированных СВЧ колебаний при заданной их скважности, принята средняя за период мощность этих колебаний.

Основным типом приборов, измеряющих среднюю за период мощность, являются приборы, основанные на преобразовании энергии СВЧ колебаний в тепловую энергию с последующим сравнением теплового действия СВЧ энергии и известного количества энергии постоянного тока или тока низкой частоты. Широкое распространение в настоящее время имеют калориметрические, термисторные и болометрические приборы различных конструкций.

Очевидно, что чем больше тепловая постоянная времени поглощающей части прибора по сравнению с периодом следования импульсов, тем ближе тепловой эффект от воздействия импульсно-модулированного колебания к интегральному эффекту и тем с меньшей погрешностью (при прочих равных условиях) может быть измерена средняя за период мощность.

Наибольшей постоянной времени обладают калориметрические приборы.

Минимальную постоянную времени имеют проволочные болометры, постоянная времени которых может быть сравнимой или даже меньшей, чем длительность периода следования импульса. Постоянная времени у различных типов термисторов составляет от десятых долей секунды до нескольких секунд, т. е. может оказаться сравнимой с длительностью периода следования импульсов лишь на самых низких частотах следования.

Очевидно, что дополнительной погрешностью за счет импульсной модуляции СВЧ сигнала могут обладать лишь болометрические и термисторные измерительные приборы.

### **ИСТОЧНИКИ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ БОЛОМЕТРИЧЕСКИХ И ТЕРМИСТОРНЫХ ПРИБОРОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА**

В подавляющем большинстве случаев схема болометрического и термисторного измерителя мощности представляет собой мост Уитстона, питаемый постоянным или переменным током. Одним из плеч моста является термочувствительное сопротивление, поглощающее СВЧ мощность. Мост предварительно уравнивается без подачи мощности СВЧ колебаний, а затем подается мощность СВЧ колебаний и о ее величине судят либо по уменьшению мощности питания моста, необходимой для восстановления равновесия, либо по показанию прибора в диа-

гонали моста, предварительно отградуированного путем подачи на термочувствительное сопротивление известной мощности постоянного тока.

Такой способ измерения основывается на предположении, что вся энергия колебаний поглощается рабочим телом термочувствительного сопротивления и что распределение температуры по объему термочувствительного сопротивления одинаково при нагреве его постоянным током и током СВЧ.

Эти предположения верны лишь приближенно, и чем выше частота, тем в меньшей степени они оправдываются. Как правило, замещающая мощность постоянного тока не равна действительной мощности СВЧ колебаний, рассеиваемой в термисторе, и для определения к. п. д. термисторной или болометрической камеры, т. е. отношения замещающей мощности к мощности СВЧ, поглощенной в камере, необходимо последнюю аттестовать с помощью образцового измерителя мощности.

Очевидно, что неравенство этих мощностей может иметь место при работе как с немодулированным, так и с импульсно-модулированным сигналом.

В настоящей работе поставлена задача исследования *дополнительной* погрешности, вызываемой импульсным характером воздействующего на термочувствительное сопротивление сигнала.

Такая постановка задачи обусловлена тем обстоятельством, что дополнительная погрешность от воздействия импульсно-модулированного сигнала существенным образом зависит от параметров модуляции и от уровня сигнала [1], которые могут варьироваться в широких пределах. Вследствие этого представляет интерес установление общих зависимостей дополнительной погрешности от параметров сигнала, позволяющих учесть эту погрешность или рекомендовать условия измерения, при которых ее величина мала.

Если тепловая постоянная времени термочувствительного сопротивления сравнима по величине с периодом следования импульсов, то температура рабочего тела термочувствительного сопротивления будет в течение периода изменяться. Из-за этого будет изменяться теплообмен с окружающей средой и меняться сопротивление постоянному току термочувствительного элемента.

Пульсация температуры термочувствительного сопротивления оказывается пропорциональной энергии в импульсе и зависит от отношения постоянной времени  $\tau$  термочувствительного сопротивления к периоду следования импульсов, увеличиваясь с уменьшением этого отношения.

Исходя из этого, можно указать на следующие составляющие дополнительной погрешности, общие для термистора и для болометра:

1 Погрешность, возникающая вследствие неравенства средних значений сопротивлений термочувствительного элемента, соответствующих равновесию моста, при воздействии немодулированного и импульсно-модулированного сигнала. Эта погрешность появляется благодаря нелинейной зависимости тока в диагонали моста от величины сопротивления плеча.

Если термочувствительное сопротивление является одним из плеч моста (рис. 1), то

$$i_d(t) = K \frac{R_{T_0} - R_T(t)}{A + R_T(t)}, \quad (1)$$

где  $i_d(t)$  — мгновенное значение тока в диагонали моста;  
 $R_{T_0}$  — сопротивление постоянному току термосопротивления при балансировке моста без воздействия СВЧ сигнала или при немодулированном сигнале СВЧ;

$A$  и  $K$  — постоянные, определяемые параметрами моста ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ), напряжением  $E$  и внутренним сопротивлением источника, питающего мост, и сопротивлением гальванометра;

$R_T(t)$  — сопротивление термистора, являющееся функцией времени.

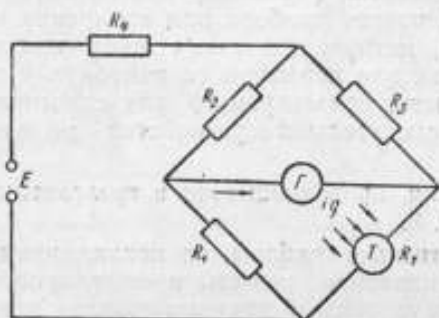


Рис. 1. Термисторный мост постоянного тока

Условие для тока диагонали моста при балансе

$$i_{gcp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_g(t) dt = 0 \quad (2)$$

предполагает равенство среднего за период значения сопротивления плеча величине  $R_T$ , только если  $i_g(R_T)$  — линейная функция, а выражение (1) показывает, что эта функция нелинейна.

2. Вследствие пульсации величины сопротивления пульсирует во времени ток через термосопротивление, изменяется во времени мощность подогрева последнего постоянным током, что не учитывается при вычислении замещающей мощности.

3. Если входное сопротивление термисторной или болометрической камеры было согласовано с трактом при сопротивлении термочувствительного элемента равным  $R_T$ , то из-за изменения величины  $R_T$  во время воздействия импульса происходит рассогласование тракта и часть мощности отражается нагрузкой. Погрешность за счет отражения может оказаться особенно большой, если тракт не согласован со стороны источника.

4. Потери тепла от термосопротивления в окружающую среду являются нелинейной функцией разности температур термосопротивления и окружающей среды и при пульсации температуры оказываются большими, чем в случае неизменной температуры.

Поскольку постоянная времени термистора относительно велика, то указанные составляющие дополнительной погрешности могут появляться лишь на самых низких частотах следования, когда длительность периода следования становится сравнимой с постоянной времени термистора, так как только в этом случае должны возникать сколько-нибудь заметные колебания температуры и связанные с ними колебания сопротивления термистора постоянному току.

При работе с термистором можно ожидать появления еще и других составляющих дополнительной погрешности, связанных с неоднородностью рабочего тела термистора и с нелинейными эффектами, могущими возникать в полупроводнике при воздействии мощного импульсного сигнала.

## МЕТОДИКА И СХЕМА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ

Для экспериментального определения дополнительной погрешности испытуемый прибор сличается с прибором, который не обладает дополнительной погрешностью при измерении средней мощности импульсно-модулированного сигнала. Поскольку нас не интересует в данном случае основная погрешность прибора при измерении мощности немодулированного сигнала, методика и схема построены таким образом, что эта погрешность как для испытуемого измерителя мощности, так и для измерителя мощности, используемого для сличения, а также погрешность калибровки сличительного устройства не влияют на результат измерения.

Схема измерения, проводившегося в трехсантиметровом диапазоне, изображена на рис. 2.

Все высокочастотные приборы, за исключением направленного ответвителя № 2 и генератора импульсно-модулированного сигнала, являются серийно выпускаемыми промышленными приборами.

В этой схеме имеется возможность попеременно включать в тракт источник немодулированных или модулированных колебаний при помощи волноводного переключателя. Волномер, включенный в тракт, позволяет точно совмещать частоты первого и второго генераторов. Атенюатор № 1 служит для установки необходимого уровня мощности на испытуемой головке при выведенном аттенюаторе № 2. Атенюатор № 2, обладающий большим затуханием (порядка 40—50 дБ), служит для запираания тракта.

Измерительная линия позволяет осуществлять контроль согласования камеры, содержащей испытуемое термосопротивление, с трактом. Направленный ответвитель № 2 ответвляет часть мощности падающей волны в термисторную камеру ВТ-3 с термистором типа ТШ, который включен в плечо образцового автоматического термисторного моста типа МТО-1 с прямым отсчетом замещающей мощности.

Ослабление сигнала в боковом плече ответвителя на 8,5 дБ обеспечивает такой уровень сигнала на опорном термисторе, при котором еще мала случайная погрешность образцового термисторного моста и не наблюдается дополнительной погрешности от воздействия импульсно-модулированного сигнала.

Согласующий трансформатор, включенный перед термисторной камерой, позволяет согласовать с трактом входной импеданс-термисторной камеры.

В прямое плечо направленного ответвителя включена термисторная камера от прибора типа 45-И. Ее входной импеданс согласуется с трактом при помощи органов настройки, имеющихся у этой термисторной камеры. Величина замещающей мощности измеряется при помощи моста постоянного тока и потенциометра.

Определение дополнительной погрешности осуществляется следующим образом.

В тракт включается генератор немодулированных колебаний и через аттенюатор № 1 при открытом аттенюаторе № 2 в прямое плечо направленного ответвителя № 2 подается мощность такого же уровня, как и средняя мощность импульсно-модулированного сигнала, при котором предполагается производить измерение. При этом отмечаются показания моста в прямом плече направленного ответвителя и показания образцового моста в боковом плече направленного ответвителя. Затем в тракт включается источник импульсно-модулированного сигнала, собранный на магнетроне и позволяющий производить подстройку частоты по волномеру до значения частоты немодулированного



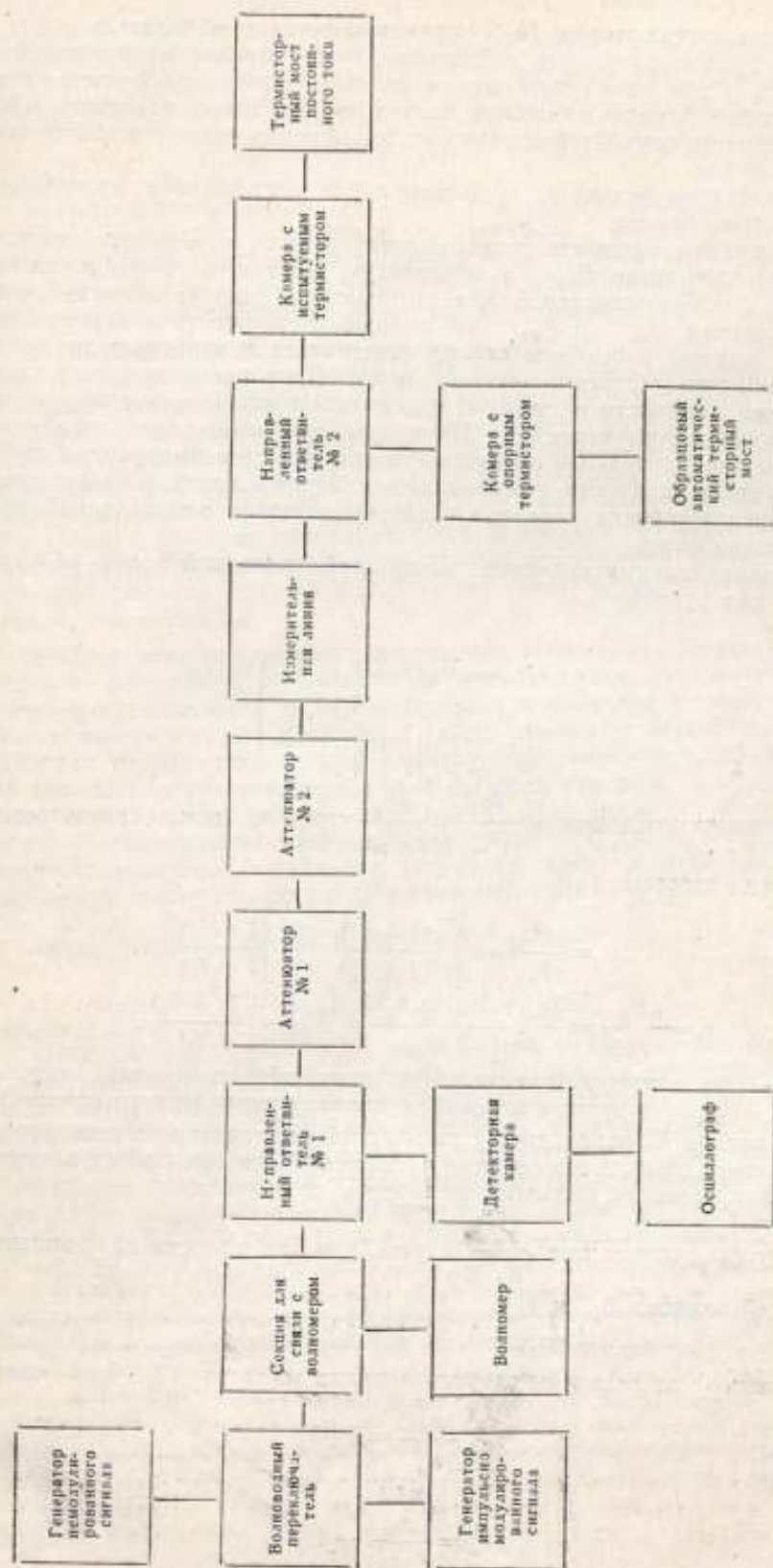


Рис. 2. Блок-схема установки для определения погрешности измерения средней мощности импульсно-модулированных колебаний

сигнала, и аттенуатором № 2 устанавливается приблизительно тот же уровень средней мощности в боковом плече направленного ответвителя № 2, что и при немодулированном сигнале. Снова отмечаются показания мостов в прямом и боковом плечах направленного ответвителя № 2. Для снижения случайной погрешности измерения операции повторяются несколько раз.

Вычисление величины дополнительной погрешности производится следующим образом

Обозначим мощность непрерывного сигнала, измеренную мостом в прямом плече, через  $P_{1н}$ , а измеренную мостом в боковом плече — через  $P_{0н}$ . Соответственно для импульсного режима средние мощности обозначим  $P_{1и}$  и  $P_{0и}$ . Основную погрешность измерения мощности в прямом и боковом плечах ответвителя в непрерывном режиме измерения обозначим соответственно через  $\delta_1$  и  $\delta_0$ . Дополнительную погрешность измерения мощности в прямом плече при импульсно-модулированном сигнале обозначим через  $\delta_u$ . Напомним, что нами предполагается отсутствие дополнительной погрешности при работе в импульсном режиме у измерителя мощности, работающего в боковом плече. Справедливость этого предположения доказана экспериментально, о чем подробнее будет сказано ниже.

Действительные значения мощностей падающей волны обозначим чертой над буквой. Тогда

$$\left. \begin{aligned} P_{1н} &= \overline{P}_{1н}(1 + \delta_1) \\ P_{0н} &= \overline{P}_{0н}(1 + \delta_0) \\ P_{1и} &= \overline{P}_{1и}(1 + \delta_1 + \delta_u) \\ P_{0и} &= \overline{P}_{0и}(1 + \delta_0) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Обозначим отношения  $\frac{P_{1н}}{P_{0н}}$  и  $\frac{P_{1и}}{P_{0и}}$  через  $n_n$  и  $n_u$  соответственно.

Тогда согласно (3)

$$n_n = \frac{P_{1н}}{P_{0н}} = \frac{\overline{P}_{1н}(1 + \delta_1)}{\overline{P}_{0н}(1 + \delta_0)} = N \frac{(1 + \delta_1)}{(1 + \delta_0)} \quad (4)$$

$$n_u = \frac{P_{1и}}{P_{0и}} = \frac{\overline{P}_{1и}(1 + \delta_1 + \delta_u)}{\overline{P}_{0и}(1 + \delta_0)} = N \frac{(1 + \delta_1 + \delta_u)}{(1 + \delta_0)} \quad (5)$$

где  $N$  — отношение действительных значений мощностей падающей волны в прямом и боковом плечах направленного ответвителя.

Величина  $N$ , определяется геометрией направленного ответвителя и при условии точного совмещения частот сигналов при работе в импульсном и непрерывном режимах, не зависит от режима.

Составив отношение  $\frac{n_u}{n_n}$  и учтя, что при малости по сравнению с единицей величин  $\delta_1$  и  $\delta_u$

$$1 + \delta_1 + \delta_u \approx (1 + \delta_1)(1 + \delta_u)$$

с точностью до величины второго порядка малости  $\delta_1 \cdot \delta_u$ , получим

$$\frac{n_u}{n_n} = 1 + \delta_u$$

или

$$\delta_u = \frac{n_u}{n_n} - 1 \quad (6)$$

Таким образом, очевидно, что основные погрешности измерения  $\delta_1$  и  $\delta_0$  при принятом методе не оказывают влияния на результат измерения.

### ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА

1. Погрешность за счет неточности градуировки выходного прибора, связанная с тем обстоятельством, что установка уровня мощности при переходе от немодулированного сигнала к модулированному может несколько различаться. Эта погрешность для примененного в образцовом месте прибора не превышает величины  $\lambda_1 = \pm 0,2\%$ .

2. Погрешность за счет неточного совмещения частот немодулированного и модулированного сигнала. Для оценки величины этой погрешности была снята зависимость  $n_n$  от частоты и оценена неточность совмещения, связанная в основном с паразитной модуляцией по частоте высокочастотного импульса. Паразитная частотная модуляция объясняется некоторой пульсацией амплитуды модулирующего импульса, а также не идеально плоской его вершиной, что в случае применения магнетрона в качестве источника СВЧ колебаний приводит к изменению частоты. Максимальная погрешность совмещения частот оценена величиной порядка  $\pm 10$  Мгц. Это соответствует погрешности в определении  $n$ ,  $\lambda_2 = \pm 0,2\%$ .

3. Случайная погрешность измерения. Источниками случайной погрешности измерений, помимо субъективных ошибок, являются: ошибки за счет нестабильности нуля образцового измерителя мощности испытуемого измерительного прибора, а также ошибки от нестабильности генераторов. Значение возможной случайной погрешности оценивалось путем вычисления среднеквадратичной погрешности ряда измерений. Эта величина получалась равной  $\sigma = \pm 0,4\%$ . Для снижения влияния случайной погрешности за результат измерения принималось среднеарифметическое значение нескольких (не менее трех) измерений. В этих условиях погрешность результата не превышает  $\lambda_c = \pm 0,7\%$ .

Таким образом, полная погрешность метода

$$\lambda = \sqrt{\lambda_1^2 + \lambda_2^2 + \lambda_c^2} = 0,75\%.$$

Отсутствие дополнительной погрешности от воздействия импульсно-модулированного сигнала на измеритель мощности, работающий в боковом плече ответвителя, было установлено экспериментально путем сличения термистора ТШ, работающего на уровнях, обычно имеющих место в боковом плече ответвителя, с термистором ТШ, работающим на значительно более низком уровне, где погрешность заведомо должна быть много меньшей, чем погрешность на уровне испытуемого термистора.

Измеренные значения погрешностей  $\delta_n$  (%) показаны в табл. 1.

Таблица 1

Режим модуляции Уровень средней мощности, мквт	$F=400$ имп/сек		$F=1200$ имп/сек		$F=600$ имп/сек	$F=100$ имп/сек
	$t_n=0,5$ мксек	$t_n=1$ мксек	$t_n=1,5$ мксек	$t_n=1$ мксек	$t_n=1$ мксек	$t_n=1$ мксек
1450	-1,5	+0,1	+0,4	+1,1	+1,0	+1,0
810	+1,5	+2,2	+2,0	—	—	—
600	+0,2	0	-1,0	—	—	—
170	+1,0	-1,2	-0,1	—	—	—

Из таблицы видно, что измеренное значение погрешности варьировалось от  $-1,5$  до  $+2,2\%$ , что можно объяснить только случайной погрешностью, значение которой увеличивалось в связи с работой образцового моста на более низких уровнях, а также благодаря тепловому гистерезису термистора ТШ в исследуемом измерителе мощности. При работе ТШ в самобалансирующейся схеме образцового моста, используемого в опорном измерителе, гистерезис не влияет на результат измерения, поскольку тепловой режим ТШ в процессе замещения не изменяется.

#### ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Измерение дополнительной погрешности проводилось для термисторов типа Т8М, широко применяемых в измерителях мощности.

В настоящее время получены некоторые предварительные результаты, позволяющие определить направление дальнейшей работы.

Измерения проводились на средней частоте следования  $F = 400$  имп/сек при длительности импульса, равной  $1,5$  мксек, и при сопротивлении термистора  $200$  ом. Величина погрешности определялась при различных уровнях средней мощности на испытуемом термисторе. При работе фиксировались:

- 1) начальный ток баланса  $I_0$ ;
- 2) начальная мощность баланса  $P_0$ ;
- 3) средняя за период мощность в испытуемом термисторе  $P_{ср-}$ ;
- 4) мощность в импульсе в испытуемом термисторе  $P_{имп-}$ ;
- 5) погрешность  $\delta$ .

Данные измерений для двух экземпляров термисторов сведены в табл. 2.

Таблица 2

№ термистора	$P_{ср-}$ мвт	$P_{имп-}$ вт	$\delta$ %	$I_0$ ма	$P_0$ мвт
1	2,6	4,7	-13,5	6,16	9,1
	4,3	7,7	-21,5	6,04	8,76
2	0,85	1,5	-4,5	5,91	8,4
	2,4	4,3	-13,7	6,2	9,3
	3,8	6,8	-19,4	6,5	10,1
	4,8	8,6	-44	6,6	10,2

Как видно из таблицы, измерение мощности импульсно-модулированного сигнала у термистора типа Т8М сопровождается появлением дополнительной погрешности, зависящей от уровня мощности и достигающей значительной величины при уровнях порядка  $2-6$  мвт.

Целесообразно отметить, что при частоте следования  $400$  имп/сек, когда период следования  $T = 2,5$  мсек много меньше, чем постоянная времени термистора, измеренная на постоянном токе, пульсация сопротивления, по-видимому, настолько мала, что ею невозможно объяснить возникновение погрешности такой большой величины.

Кроме того, наблюдается изменение начального тока баланса после воздействия импульса мощности. Все это заставляет предположить, что погрешность возникает в связи с неэквивалентностью СВЧ и тепловых характеристик термистора при воздействии сравнительно небольшой мощности немодулированного сигнала и значительной мощности импульсного сигнала, а также в связи с необратимыми изменениями параметров термистора. Косвенным подтверждением такого предположения служит наблюдавшееся изменение КСВН термисторной камеры после подачи мощного сигнала.



Экспериментально установлен также факт изменения величины погрешности после воздействия на термистор мощного импульса. Данные погрешностей измерителей мощности с термисторами типа Т8М № 1 и № 3 после воздействия на них мощного импульса приведены в табл. 3. Погрешности измерялись в тех же условиях, что и для термисторов № 1 и № 2.

Таблица 3

№ термистора	$P_{ср-}$ вт	$P_{имп-}$ вт	$\delta$ %	$I_a$ мА	$P_0$ мвт
1	0,86	1,53	+1,3	5,32	6,8
	2,7	4,9	+2	5,32	6,8
	5,1	9,3	-3	5,32	6,8
3	2,72	5	+2,5	10,7	23

### ВЫВОДЫ

1. При измерении средней мощности импульсно-модулированных колебаний при помощи термисторного измерителя мощности с термистором Т8М могут иметь место дополнительные погрешности тем большие, чем выше уровень мощности, воздействующей на термистор.

2. Существующие представления о работе термистора при сравнительно небольших уровнях сигнала не могут объяснить возникновения таких погрешностей.

Необходимо провести серьезное исследование работы термисторов при воздействии мощных импульсных сигналов с целью выяснения физических процессов, протекающих в термисторах в этом режиме.

3. Поскольку погрешность при низких уровнях мощности (менее 1 вт в импульсе) сравнительно невелика, при измерениях мощности импульсно-модулированных колебаний нужно стремиться к снижению уровня сигнала, воздействующего непосредственно на термистор.

### ЛИТЕРАТУРА

- Sucher, M. and Carlin H. J. The Operation of Bolometers Under Pulsed Power Conditions IRE Transactions, Vol. MTT-3, №3, 1955, July pp. 45-52.

### ДВОЙНОЙ ТЕРМИСТОРНЫЙ МОСТ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ОТСЧЕТОМ

Термисторные мосты с непосредственным отсчетом, используемые для измерения мощностей порядка единиц микроватт, обладают небольшой точностью вследствие ухода нуля за время измерений и зависимости показаний от чувствительности термистора. Часто при этом мощность приходится определять расчетным путем.

Ниже описана простая схема моста с прямым отсчетом мощности, позволяющая получить сравнительно высокую точность при малом уходе нуля, причем показания не зависят от чувствительности термистора.

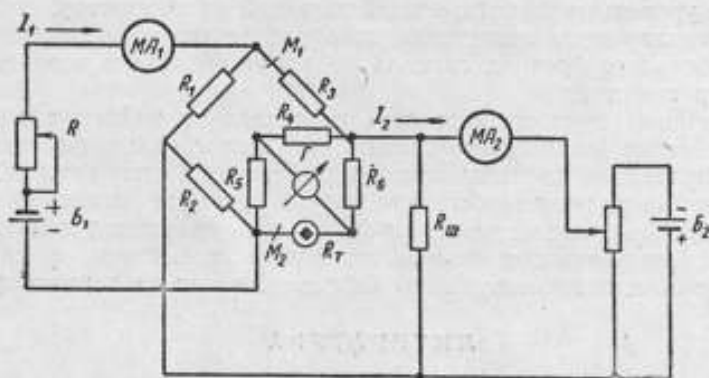


Рис. 1. Схема двойного моста

Схема прибора (рис. 1) состоит из термисторного моста  $M_2$ , включенного в плечо «моста питания»  $M_1$ , в диагонали которого подаются напряжения от батарей  $B_1$  и  $B_2$ .

Полярности выбраны таким образом, что в плече моста  $M_1$ , содержащем мост  $M_2$ , токи направлены встречно и, следовательно, при  $I_2 < I_1$  увеличение  $I_2$  приводит к уменьшению суммарного тока, потребляемого мостом  $M_2$ , и к уменьшению тока термистора. Сопротивления плеч мостов выбраны так, что при равновесии моста  $M_2$  мост  $M_1$  также находится в равновесии, т. е.  $R_1 R_{M_2} = R_2 R_3$  (см. рис. 1), где  $R_{M_2}$  — сопротивление диагонали питания моста  $M_2$  при его равновесии. Благодаря этому цепи батарей  $B_1$  и  $B_2$  полностью взаимно развязаны, что позволяет определять составляющие тока в термисторе от каждой батареи, зная лишь потребляемый от нее ток и сопротивления плеч мостов.

Схема работает по принципу замещения в термисторе мощности высокой частоты известной мощностью постоянного тока. При отсутствии мощности высокой частоты и отключенной батарее  $B_2$  балансируют мост  $M_2$ , изменяя ток  $I_1$ . Далее подают на термистор измеряемую высокочастотную мощность и вновь балансируют мост  $M_2$ , уменьшая его

ток посредством подачи противоположно направленного тока от батареи  $B_2$ . Зная сопротивления плеч мостов, можем определить соотношение токов  $I_1$  и  $I_2$  и соответствующих им токов в термисторе  $I_T$  и  $\Delta I_T$ :

$$I_1 = K_1 \cdot I_T; \quad I_2 = K_2 \Delta I_T. \quad (1)$$

где  $I_T$  — ток в термисторе при первом уравнивании моста  $M_2$  (до подачи мощности СВЧ);

$\Delta I_T$  — изменение тока в термисторе при втором уравнивании (при поданной мощности СВЧ);

$K_1$  — коэффициент, зависящий от соотношения плеч мостов, в частности при  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_0 = R_T$ ;  $K_1 = 4$ ;

$K_2$  — коэффициент, зависящий от соотношения плеч мостов и от значения сопротивления  $R_w$ .

При постоянном сопротивлении термистора можем записать:

$$P_T = I_T^2 R_T \\ \text{и } P_T + \Delta P_T = (I_T + \Delta I_T)^2 R_T; \\ \Delta P_T = (2I_T \cdot \Delta I_T + \Delta I_T^2) R_T. \quad (2)$$

откуда

где  $P_T$  и  $\Delta P_T$  — соответственно мощность постоянного тока, рассеянная в термисторе, и ее приращение.

По условию замещения имеем

$$P_- = \Delta P_T, \quad (3)$$

где  $P_-$  — измеряемая мощность СВЧ, рассеянная в термисторе.

Тогда

$$P_- = (2I_T \Delta I_T + \Delta I_T^2) R_T. \quad (4)$$

При измерении мощностей порядка единиц и десятков микроватт  $\Delta I_T \ll I_T$  и можно пренебречь членом  $\Delta I_T^2$  в сравнении с  $2I_T \Delta I_T$

При этом

$$P_- \approx 2I_T \Delta I_T R_T \quad (5)$$

или, заменяя  $I_T$  и  $\Delta I_T$  из (1), получаем

$$P_- = \frac{2I_1 I_2 \cdot R_T}{K_1 K_2}. \quad (6)$$

Из последнего выражения следует, что при постоянном значении  $R_T$  измеряемая мощность пропорциональна произведению токов  $I_1 I_2$ . Ток  $I_1$  существенно меняется лишь при смене термисторов или значительном изменении окружающей температуры. Если ввести в прибор коррекцию, например, путем изменения чувствительности показывающего прибора, измеряющего ток  $I_2$ , или изменения коэффициента  $K_2$  в соответствии с током  $I_1$ , то можно градуировать этот показывающий прибор непосредственно в микроваттах, причем шкала получается линейной по мощности. Значение тока  $I_2$  при измерении мощностей порядка единиц и десятков микроватт очень мало (несколько микроампер), что требует применения весьма чувствительного микроамперметра. Для устранения этого неудобства служит сопротивление  $R_w$ , подбирая величину которого можно изменить  $K_2$  так, чтобы пользоваться для измерения тока  $I_2$  прибором меньшей чувствительности при том же токе в термисторе. Одновременно сопротивление  $R_w$  можно использовать для корректировки показаний прибора, измеряющего ток  $I_2$  в соответствии с изменением тока  $I_1$ . Для этого  $R_w$  делается переменным.

**Выбор элементов схемы.** Сопротивления плеч моста  $M_2$  выбираются, исходя из следующих соображений: получение нужного сопротивления термистора при равновесии, достижение возможно большей чувствительности и экономичности питания моста. Мост питания  $M_1$  целесообразно выбрать неравноплечим, а именно: сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  делать много больше сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$ , для уменьшения тока, потреб-

ляемого от батареи  $B_1$ , и повышения входного сопротивления для батареи  $B_2$ . Последнее требуется для того, чтобы получить достаточно большое значение  $K_2$  при большом значении сопротивления  $R_{ш}$ , что, в свою очередь, позволяет получить необходимую плавность и высокую точность установки  $R_{ш}$ , для которого используется проволочное переменное сопротивление обычных размеров.

Дело в том, что для обеспечения необходимой точности установки сопротивление  $R_{ш}$  должно содержать достаточно большое число вит-

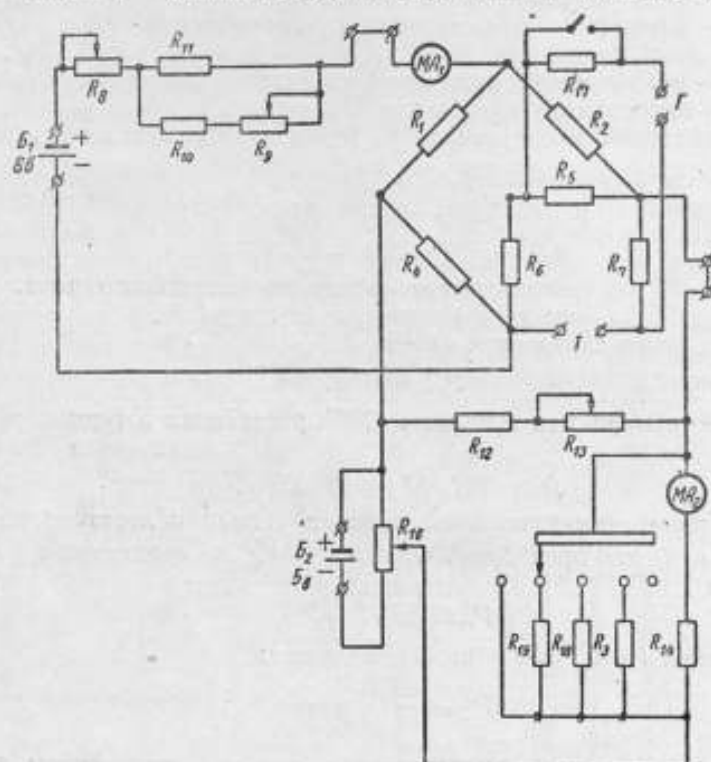


Рис. 2. Полная принципиальная схема моста

ков (порядка 1000), что связано с применением высокоомных проволочных сопротивлений. Степень шунтирования моста сопротивлением  $R_{ш}$  выбрана так, чтобы получить отклонение микроамперметра М-24 на 100  $\mu\text{ка}$  на полную шкалу при измеряемой мощности 5  $\text{мквт}$ .

Расчет схемы производится следующим образом:

а) сопротивления плеч мостов  $R_2, R_5, R_6, R_7$  (рис. 2) выбираются одинаковыми и равными рабочему сопротивлению термистора:

$$R_2 = R_5 = R_6 = R_7$$

при этом должно быть также  $R_1 = R_4$ ;

б) сопротивление  $R_{ш}$  определяется по формуле

$$R_{ш} = \frac{R_1 + R_2}{2 \left[ \frac{I_1 \cdot I_2 R_7}{4 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) P_{\sim} - 1} \right]} \quad (7)$$

где  $I_1$  — ток в цепи прибора  $MA_1$ ;

$I_2$  — номинальный ток прибора  $MA_2$ ;

$P_{\sim}$  — значение наименьшего верхнего предела измеряемой мощности (в нашем случае 5  $\text{мквт}$ );



в) соотношение токов  $I_1$  и  $I_T$  определяется по формуле:

$$I_1 = I_T \cdot 2 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right). \quad (8)$$

Минимальное значение сопротивления  $R_{ш}$  определяется при максимальном рабочем токе термистора (для термисторов Т8, Т9, ТШ около 15 ма) и является постоянной составляющей этого сопротивления:  $R_{ш \text{ мин}} = R_{12}$ . Максимальное значение  $R_{ш}$  ( $R_{ш \text{ макс}} = R_{12} + R_{13}$ ) определяется при минимальном рабочем токе термистора (в нашем случае около 7,5 ма).

Диапазон рабочих токов термистора определяется типами применяемых термисторов и рабочим сопротивлением. Из формул (7) и (8) можно определить значение  $R_1 = R_4$ , задавшись величиной  $R_{ш}$ , или значение  $R_{ш}$ , задавшись величиной  $R_1 = R_4$  (последние желательно выбирать из условия  $R_1 = R_4 \gg R_T$  для уменьшения тока, потребляемого от батареи  $B_1$ ).



Рис. 3. Внешний вид макета моста

После этого определяются значения  $R_{ш}$ , соответствующие промежуточным значениям рабочего тока  $I_1$ , для градуировки шкалы сопротивления  $R_{13}$ .

При необходимости иметь разные рабочие сопротивления термистора следует одновременно переключать сопротивления  $R_2$ ,  $R_6$  и  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ . В этом случае коррекцию по току  $I_1$  можно производить изменением шунта к прибору  $MA_2$ , а переключение пределов измерений — изменением чувствительности этого же прибора с помощью универсального шунта.

Полная схема построенного прибора, изображенная на рис. 2, отличается от схемы рис. 1 наличием шунтов к прибору  $MA_2$  с переключателем для изменения пределов измерений. Прибор имеет зажимы  $I_1$  и  $I_2$  для присоединения внешних приборов, измеряющих токи  $I_1$  и  $I_2$ . При этом постоянная выходного показывающего прибора (для тока  $I_2$ ) составляет 0,05 мквт на 1 мка.

Шунт выполнен из двух сопротивлений — постоянного  $R_{12}$  и переменного  $R_{13}$ , причем последнее градуировано и устанавливается в соответствии с показаниями прибора  $MA_1$ . Сопротивление  $R_{13}$  сделано нелинейным для того, чтобы шкала его была линейной относительно тока. Внешний вид макета прибора представлен на рис. 3. Габаритные размеры макета без источников питания  $290 \times 215 \times 100$  мм. Вес 3,6 кг.

Мост имеет пределы измерения 5, 15, 50 и 150 мквт. Соответственно прибор  $MA_2$  имеет равномерные шкалы на 50 и 75 делений с пределами

0—15 и 0—50. С помощью внешних приборов при отключенной цепи  $R_{12}-R_{13}$  можно производить измерения мощности приблизительно до 7—10 мвт в зависимости от мощности, рассеиваемой в термисторе  $P_T = I_T^2 R_T$ ; однако, при этом мощность должна определяться расчетным путем по формуле (2). Рабочее сопротивление термистора выбрано 122,5 ом в расчете на головку от прибора ИММ-10. Для измерения тока  $I_1$  использован прибор М24 с шунтом для токов до 30 ма. Схема может работать с любым термистором, выпускаемым отечественной промышленностью.

**Питание прибора.** Для получения малого ухода нуля при работе необходимо, чтобы изменение тока  $I_1$  не превышало тысячных долей процента в минуту. Такую стабильность могут обеспечить только аккумуляторные батареи или сухие элементы большой емкости, например типа 1,28НВМЦ-525, показавшие хорошие результаты.

Для получения нужного напряжения соединялись последовательно шесть элементов. Требования к источнику  $B_2$  значительно ниже: нестабильность может достигать 0,1% в течение минуты, что обеспечивается батареей практически любого типа.

Чтобы избежать колебаний температуры термисторной головки во время измерения, которые могут вызвать значительный уход нуля, необходимо термостатировать головку, окружив ее теплоизолирующим слоем (вата, войлок и т. п.). Головка от прибора ИММ-10, имеющая пластмассовый чехол, хорошо работает и без дополнительной теплоизоляции.

Погрешность измерения прибором замещающей мощности складывается в основном из следующих величин:

1. Допустимая погрешность прибора  $MA_1$  класса 1 на средние шкалы составляет  $\pm 2\%$ . Середине шкалы  $MA_1$  соответствует минимальный ток  $I_1 = 15$  ма.

2. Погрешность градуировки сопротивления  $R_{13}$  составляет в пересчете на мощность около  $\pm 0,2\%$ .

3. Погрешность установки движка сопротивления  $R_{13}$  составляет в пересчете на мощность  $\pm 0,3\%$ .

В случае применения сопротивления  $R_{13}$  высокого качества, две последние погрешности могут быть сделаны пренебрежимо малыми.

4. Погрешность выходного показывающего прибора  $MA_2$  класса 1 не превышает  $\pm 3\%$  при условии его использования, начиная со второй трети шкалы, что определяется выбором пределов измерений 5—15—50—150 мквт.

5. Максимальная погрешность за счет пренебрежения членом  $\Delta I_T^2$  составляет 0,5%; однако она может не учитываться, так как проявляется только при максимальном значении измеряемой мощности 150 мквт на краю шкалы, где погрешность выходного прибора не превышает  $\pm 1\%$ . На 30% шкалы погрешность за счет пренебрежения членом  $\Delta I_T^2$  составляет всего 0,15%. Поскольку перечисленные в пп. 1—4 погрешности можно рассматривать как случайные, то предельная результирующая погрешность, полученная как геометрическая сумма частных погрешностей, равна около  $\pm 3,5\%$ . Кроме того, имеет место погрешность за счет ухода нуля гальванометра за время измерения (1 мин.), которая определялась экспериментально и составила  $\sim 0,5$  мквт. Следует отметить, что эта погрешность может оказаться значительно выше при использовании источника  $B_1$  с низкой стабильностью или при плохой теплоизоляции термисторной головки.

Таким образом, результирующую погрешность моста можно оценить величиной  $\pm 3,5\%$ ,  $\pm 0,5$  мквт.

В расчет не вошла погрешность за счет неточного изготовления сопротивлений плеч мостов, поскольку не представляет труда их подогнать с точностью 0,1—0,2%.

Погрешность за счет неточной балансировки моста может быть сделана пренебрежимо малой путем применения гальванометра достаточной чувствительности с постоянной порядка  $(2-5) \cdot 10^{-9}$  а/мм.

Погрешность за счет пренебрежения членом  $\Delta I_T^2$  быстро растет при увеличении измеряемой мощности, поэтому при измерении мощностей, превышающих 150 мвт (с помощью внешнего прибора), необходимо исключать эту погрешность прибавлением поправки к измеренному значению мощности. Последняя приближенно определяется по формуле

$$\Delta P = \frac{P_T}{4I_T^2 R_T} \quad (9)$$

где  $P_T$  — измеренная мощность,  $I_T$  — ток в цепи,  $R_T$  — сопротивление цепи.

Средняя погрешность измерения мощности

определяется по формуле

где  $\Delta P_{\text{ср}}$  — средняя погрешность измерения мощности,  $P_T$  — измеренная мощность,  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

где  $\Delta P_{\text{н}}$  — погрешность измерения напряжения,  $\Delta P_{\text{т}}$  — погрешность измерения тока,  $\Delta P_{\text{б}}$  — погрешность измерения сопротивления.

### ОБРАЗЦОВЫЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АМПЕРМЕТР ДЛЯ ЧАСТОТ до 100 Мгц

Для проведения поверки выпускаемых промышленностью высокочастотных амперметров на токи от 5 а и выше во ВНИИФТРИ был разработан образцовый электродинамический амперметр с короткозамкнутым свободно колеблющимся кольцом.

В настоящей статье описывается образцовый электродинамический амперметр ЭДА-3 и приводятся данные его погрешностей.

#### ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО АМПЕРМЕТРА ЭДА-3

Электродинамический амперметр ЭДА-3 рассчитан для измерения токов от 5 до 100 а в диапазоне частот 1—100 Мгц.

Схематически электродинамический амперметр представляет собой отрезок коаксиальной линии, во внутреннюю полость которой помещается на кварцевом подвесе короткозамкнутое кольцо.

Измеряемый ток  $I$ , протекая по коаксиальной линии, наводит ток индукции в кольце. Под влиянием возникших пондеромоторных сил кольцо стремится повернуться вдоль линий магнитного поля и занять нейтральное положение. Нейтральное, т. е. равновесное, положение будет достигнуто, когда кольцо расположится в плоскости поперечного сечения коаксиальной линии.

Выражение для вращающего момента  $M$ , действующего на кольцо в поле коаксиальной линии амперметра, можно записать в следующем виде [4]:

$$M = I^2 \frac{\mu_0^2 a^4 (1 - \gamma^2)}{4 h^2 L} \left[ \theta + \theta^3 \left( \frac{a^2}{h^2} - \frac{2}{3} \right) \right], \quad (1)$$

где  $I$  — действующее значение измеряемого тока;

$L$  — коэффициент самоиндукции кольца;

$a$  — радиус осевой линии проводника кольца;

$h$  — расстояние центра кольца от оси коаксиала;

$\theta$  — угол отклонения плоскости кольца от плоскости поперечного сечения коаксиала;

$$\gamma = \frac{R}{\omega L};$$

$R$  — активное сопротивление кольца;

$\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума;

$\omega$  — угловая частота измеряемого тока.

Определение вращающего момента  $M$ , а следовательно, и тока  $I$  производится путем измерения периода свободных колебаний кольца относительно положения равновесия.



Уравнение этих колебаний запишется в виде:

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{I^2 \mu_0^2 a^4 (1-\gamma^2)}{4 h^2 J L} \left[ \theta + \theta^3 \left( \frac{a^2}{h^2} - \frac{2}{3} \right) \right], \quad (2)$$

где  $J$  — момент инерции кольца.

Если амплитуда колебаний мала, то колебания кольца, описываемые уравнением (2), близки к гармоническим. По методу, описанному в работе [2], с точностью до  $\theta_0^2$  из уравнения (2) получаем выражение для периода колебаний

$$T = \frac{2\pi}{I \sqrt{\frac{\mu_0^2 a^4 (1-\gamma^2)}{4 h^2 J L} \left[ 1 + \theta_0^2 \left( \frac{3}{4} \frac{a^2}{h^2} - \frac{1}{2} \right) \right]}}, \quad (3)$$

откуда выражение для тока

$$I = \frac{C}{T}, \quad (4)$$

где

$$C = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\mu_0^2 a^4 (1-\gamma^2)}{4 h^2 J L} \left[ 1 + \theta_0^2 \left( \frac{3}{4} \frac{a^2}{h^2} - \frac{1}{2} \right) \right]}}, \quad (5)$$

Кольцо электродинамического амперметра совершает колебания в воздухе, который оказывает тормозящее действие; в точке крепления подвеса также имеет место торможение. Все это приводит к тому, что колебания кольца в поле коаксиальной линии будут затухающими, т. е.

$$\theta_0 = e^{-\lambda N} \theta_{0 \text{ макс}}, \quad (6)$$

где  $\theta_{0 \text{ макс}}$  — максимальная амплитуда колебаний;  
 $\lambda$  — логарифмический декремент затухания;  
 $N$  — число полных колебаний.

Чем больше момент инерции кольца, тем медленнее затухают колебания.

Таким образом, измерение тока высокой частоты электродинамическим амперметром сводится к измерению периода колебаний кольца и определению коэффициента  $C$ .

На рис. 1 показана блок-схема электродинамического амперметра ЭДА-3.

Конструктивно амперметр выполнен следующим образом (рис. 2).

Токоведущая часть амперметра выполнена в виде отрезка сдвоенной коаксиальной линии  $I$  длиной 200 мм. Диаметр внешних цилиндров  $2$  равен 80 мм, диаметр внутренних проводников  $3$  равен 10 мм. Внутренние проводники линии укреплены в шайбах из полистирола.

Вдоль каждого коаксиала прорезана щель, через которую в их полость пропускаются кольца. Поверяемый прибор подсоединяется к внутренним проводникам коаксиалов.

Для облегчения подсоединения поверяемого прибора коаксиалы могут раздвигаться друг относительно друга.

В передней части коаксиалов с целью выравнивания структуры поля сделаны торцовые экраны, не образующие контакта с внутренними проводниками. Здесь же для симметрирования относительно земли измери-

тельного контура, составленного из линии амперметра и подключенного поверяемого прибора, размещены два симметрирующих конденсатора переменной емкости.

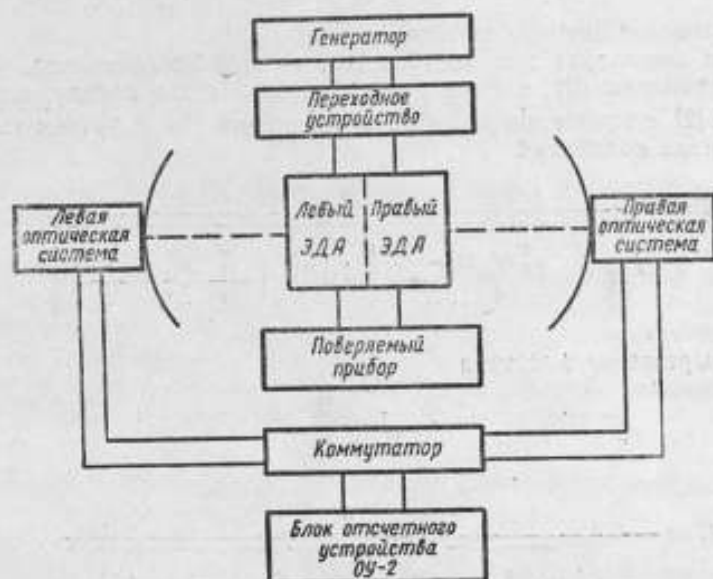


Рис. 1. Блок-схема электродинамического амперметра

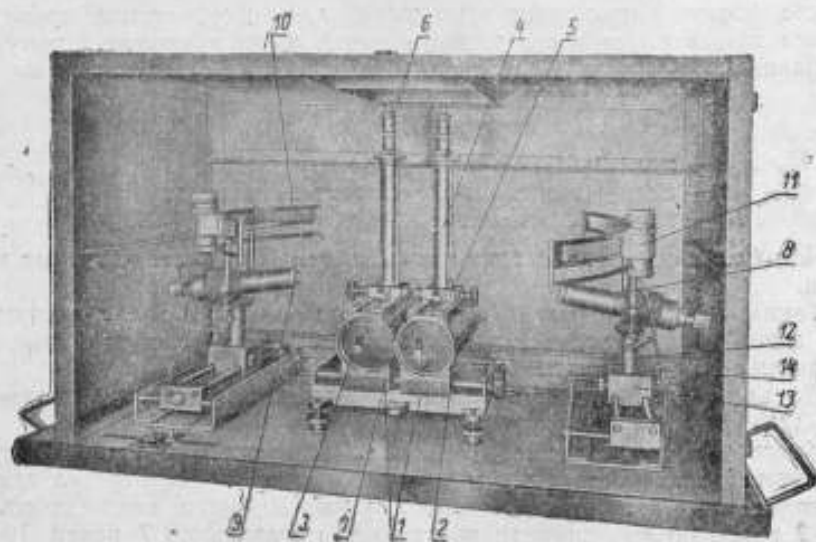


Рис. 2. Блок электродинамического амперметра.

1 — двойная выпуклая линза; 2 — внешний стандарт выпуклой линзы; 3 — внутренний проводник выпуклой линзы; 4 — стойки; 5 — шкала; 6 — микрометрический винт; 7 — основание; 8 — осветитель; 9 — объект; 10 — зеркало; 11 — футляр фотоэлемента; 12 — колонки; 13 — каретка; 14 — винт

Для перекрытия диапазона измерений 5—100 а в амперметре применены сменные кольца трех типов. В табл. 1 даны характеристики колец и пределы их применения.

Таблица 1

Пределы Характеристика	5—15 а	15—50 а	50—100 а
	Материал	Дюралюминий	Медь
Радиус, мм	10	10	10
Диаметр проводника, мм	0,5	0,6	0,6

Подвесы для колец выполнены из кварцевых нитей различной толщины. На подвесе укрепляется зеркальце. Часть подвеса между кольцом и зеркальцем сделана из толстой нити, обеспечивающей жесткую механическую связь кольца и зеркальца; другая часть подвеса между зеркальцем и точкой крепления выполнена из тонкой нити, обладающей минимальным упругим сопротивлением. Подвесы колец крепятся к головкам цилиндрических стоек 4. Стенки стоек предохраняют подвесы от воздействия перемещений воздуха. Конструкция крепления подвесов обеспечивает их легкую смену. Для прохождения луча света к зеркальцу в стойках сделаны окна, закрытые плоским стеклом. Стойки подвесов закреплены на каретках 5 и могут перемещаться по направляющим вдоль коаксиалов. Положение подвесов с кольцами при перемещении стоек определяется по шкалам. Для установки кольца по вертикали подвес может перемещаться с помощью микрометрического винта 6.

В конструкции предусмотрена установка плоскости кольца на начальный угол относительно нейтрального положения. Эта установка необходима для сообщения кольцу начального толчка при включении тока и осуществляется поворотом подвеса вокруг своей оси при вращении головки цилиндрической стойки. Угол поворота определяется по шкале и составляет примерно 5—10°.

Наблюдение за установкой кольца в полости коаксиалов осуществляется через отшлифованные полистироловые шайбы со стороны задних торцов лини.

Амперметр располагается на стальном основании 7, которое устанавливается в горизонтальное положение по уровню с помощью опорных винтов.

Для получения тока значительной величины измерительный контур амперметра подстраивается в резонанс с частотой генератора при помощи магазинов емкостей, входящих в переходное устройство.

Период колебаний кольца определяется с помощью специального отсчетного устройства, которое состоит из оптической системы, показанной на рис. 2, и блока электронной схемы отсчетного устройства ОУ-2.

Оптическая система выполнена для каждого коаксиала отдельно и состоит из следующих элементов: осветителя 8, объектива 9, зеркальца на подвесе и дугообразного экрана 10. Осветитель и объектив расположены в одном тубусе.

На экран проектируется изображение («зайчик») отверстия диафрагмы осветителя. Фокусировка изображения производится перемещением объектива и лампочки осветителя вдоль оптической оси.

Расстояние между проектируемой диафрагмой и зеркальцем на подвесе 250 мм. Размеры изображения на экране 20 × 5 мм. В экране на расстоянии 30° от одного из краев прорезана щель, за которой укреплен

футляр 11 с фотоэлементом СЦВ-3. Футляр снабжен барабаном, по цилиндрической поверхности которого прорезано пять щелей разной ширины.

В процессе работы щель необходимой ширины устанавливается перед фотоэлементом на пути светового луча. На матовой поверхности экрана нанесены деления в градусах, по которым определяется максимальная амплитуда колебаний кольца  $\Theta_0$ .

Тубус и экран укреплены на направляющей колонке 12. Тубус снабжен шаровым подпятником с зажимом и может устанавливаться в нужном направлении. Экран может отдельно перемещаться по высоте и по направлению своей окружности. Колонка 12 крепится на каретке 13 и может перемещаться по направляющим в продольном и поперечном направлениях. Перемещение колонки по высоте производится путем поворота винта 14.

Таким образом, конструкция оптической системы позволяет легко производить ее регулировку при любом перемещении колец в полости коаксиалов, при раздвижении коаксиалов друг относительно друга, а также при смене подвесов.

Измерительная линия амперметра и оптическая система, расположенные на общей подставке, образуют отдельный блок — блок амперметра. Этот блок покрывается кожухом, имеющим съемные переднюю и заднюю стенки. Во время работы эти стенки снимаются.

Принципиальная схема блока ОУ-2 приведена на рис. 3.

Каскад фотореле, собранный на тиратроне  $L_1$ , осуществляет запуск и остановку электросекундомера ПВ-53 Щ. Каскад, собранный на тиратроне  $L_2$ , осуществляет коммутацию фотореле. Автоматическое задание числа колебаний осуществляется с помощью реле-искателя  $P$ .

Схема питается от выпрямителя, который смонтирован в том же блоке.

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ ПРИБОРА

Как следует из выражения (5), коэффициент  $C$  можно рассчитать на основании измерения геометрических и механических параметров электродинамического амперметра. В то же время коэффициент  $C$  можно определить и экспериментально путем градуировки электродинамического амперметра на сравнительно низкой частоте (1—5 Мгц).

Оба указанных способа взаимно дополняют друг друга.

Формулу (5) для коэффициента  $C$  можно представить в виде произведения трех коэффициентов:

$$C = K_u K_a K_f, \quad (7)$$

где 
$$K_u = \frac{4\pi h}{r_0 a^2} \sqrt{L_\infty J}; \quad (8)$$

$$K_a = \frac{1}{\sqrt{1 + \Theta_0^2 \left( \frac{3}{4} \frac{a^2}{h^2} - \frac{1}{2} \right)}}; \quad (9)$$

$$K_f = \sqrt{\frac{L}{L_\infty (1 - r^2)}}. \quad (10)$$

Здесь  $L_\infty$  — коэффициент самоиндукции кольца при бесконечно большой частоте.





Коэффициент  $K_m$  является механической постоянной амперметра, коэффициент  $K_n$  характеризует нелинейность колебаний кольца, коэффициент  $K_f$  характеризует влияние частоты.

Очевидно, что требование точного расчета относится только к коэффициенту  $K_m$ , так как величины коэффициентов  $K_f$  и  $K_n$  при малых  $\Theta_n$  и высоких частотах мало отличаются от единицы.

Коэффициенты  $K_f$  и  $K_n$  определяют основные систематические погрешности электродинамического амперметра.

Индуктивность кольца при бесконечно большой частоте  $L_\infty$  с любой степенью точности находится по формуле, приведенной в работе В. А. Фока [5].

Экранирующее влияние внешнего цилиндра коаксиала на  $L_\infty$  ввиду большого радиуса цилиндра и малой величины  $L_\infty$  незначительно, и его можно не учитывать.

Момент инерции кольца  $I$  определяется по формуле

$$I = \frac{1}{2} m \left( a_o^2 + \frac{5}{16} d^2 \right), \quad (11)$$

где  $m$  — масса кольца, которая определяется взвешиванием на аналитических весах;

$a_o$  — внешний радиус кольца;

$d$  — диаметр проводника кольца.

Высота подъема кольца  $h$  определяется при помощи микрометрического винта.

Экспериментальное определение  $C$  производится по формуле

$$C = IT. \quad (12)$$

Ток  $I$  измеряется термоамперметром либо фотоамперметром. Термоамперметр или фотоамперметр в свою очередь градуируются на частоте 50 гц при помощи образцовых приборов. Период колебаний  $T$  определяется отсчетным устройством. Величина градуировочного тока  $I$ , ограничивается верхними пределами измерения образцовых средств и составляет 5—10 а. Следовательно, экспериментальное определение коэффициента  $C$  возможно лишь на нижнем пределе измерения электродинамического амперметра.

Таким образом, основным методом определения коэффициента  $C$  для всего диапазона измерения является расчетный метод.

Практически для каждого амперметра составляется таблица значений коэффициента  $C$ . Коэффициент  $C$  определяется для каждого типа кольца (см. табл. 1) и для различных величин  $h$ .

#### ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО АМПЕРМЕТРА

1. Случайная погрешность электродинамического амперметра, характеризующая воспроизводимость его показаний, определяется путем многократного измерения одного и того же тока  $I$  и вычисления среднеквадратичной погрешности  $\sigma$ . Случайная погрешность определяется нестабильностью измеряемого тока, действием сотрясений, перемещением воздуха и другими случайными факторами. В случайную погрешность также включена погрешность, связанная с воспроизводимостью установки кольца в полости коаксиалов.

При соблюдении предосторожностей, исключающих грубые промахи, случайная погрешность не превосходит величины  $\sigma = \pm 0,2\%$  на нижнем пределе измерения (5 а). При измерении больших токов эта погрешность уменьшается.

2. Погрешность определения периода колебаний кольца состоит из погрешности, даваемой отсчетным устройством, и погрешности, обусловленной затуханием колебаний кольца.

Погрешность отчетного устройства складывается:

а) из погрешности электросекундомера за время измерения, которая имеет случайный характер и не превышает  $\pm 0,1\%$ ; эта составляющая учтена в п. 1;

б) из погрешности, вносимой фотореле из-за неидентичности условий запуска и остановки секундомера при затухающих колебаниях кольца, когда скорость прохождения «зайчика» по щели перед фотоэлементом изменяется. Эта погрешность определяется по формуле

$$\frac{\Delta T_{\text{ср}}}{T} = \frac{\tau_{\text{ост}} - \tau_{\text{зап}}}{NT}, \quad (13)$$

где  $\tau_{\text{зап}}$  — время срабатывания фотореле при запуске секундомера;  
 $\tau_{\text{ост}}$  — время срабатывания фотореле при остановке секундомера.  
 Время срабатывания фотореле определяется по формуле

$$\tau = 0,25 \frac{bT}{A}, \quad (14)$$

где  $b$  — ширина минимальной щели, при которой еще происходят соответственно запуск и остановка секундомера;  
 $A$  — амплитуда колебаний при запуске и остановке.

Погрешность  $\frac{\Delta T_{\text{ср}}}{T}$  для случая подвеса с логарифмическим декрементом затухания  $\delta = 0,25$  при токе  $5a$  не превосходит величины  $0,1\%$ , т. е. не выходит за пределы случайной погрешности  $\varepsilon$ , и ее можно не учитывать.

Погрешность, вызванная влиянием затухания на период колебаний кольца, рассчитывается по формуле

$$\frac{\Delta T_s}{T} = -\frac{1}{2} \left( \frac{\delta}{2\pi} \right)^2. \quad (15)$$

В наиболее неблагоприятном случае при  $\delta = 0,25$  эта погрешность составляет не более  $0,05\%$  и ею можно пренебречь.

3. Погрешности расчетного определения коэффициента  $C$  [3] носят как систематический, так и случайный характер.

К систематическим погрешностям относятся частотная погрешность  $\frac{\Delta C_f}{C}$ , погрешность линеаризации колебаний кольца  $\frac{\Delta C_{\text{л}}}{C}$  и по-

грешность  $\frac{\Delta C_{\text{у}}}{C}$ , вызванная влиянием упругости нити подвеса. По-

грешность  $\frac{\Delta C_{\text{ж}}}{C}$ , обусловленная неточностью определения механических и геометрических параметров при вычислении механической постоянной  $K_{\text{ж}}$ , является случайной погрешностью.

Выражение для частотной погрешности  $\frac{\Delta C_f}{C}$  находится из (10)

при использовании формул для коэффициентов самондукции  $L$  и  $L_{\infty}$  [1]:

$$\frac{\Delta C_f}{C} = \frac{\eta}{2 \left( \ln \frac{16a}{d} - 2 \right)} - \frac{1}{4} \eta^2, \quad (16)$$

где  $\eta = \frac{\varepsilon}{4} = f \left( d \sqrt{\frac{\omega}{\rho}} \right)$ .

Здесь  $\rho$  — удельное сопротивление проводника кольца,  $\xi$  — для немагнитных металлов определяется в соответствии с работой [1, табл. 2—1].

Характер зависимости параметра  $\eta$  от частоты таков, что с увеличением частоты  $\eta$  уменьшается до нуля. Одновременно с увеличением частоты уменьшается до нуля и параметр  $\gamma = \frac{R}{\omega L}$ .

Таким образом, погрешность  $\frac{\Delta C_f}{C}$  на бесконечно большой частоте равна нулю.

Выражение для погрешности  $\frac{\Delta C_m}{C}$  находится из формулы (9) при использовании формулы (6), учитывающей затухающий характер колебаний кольца:

$$\frac{\Delta C_y}{C} = e^{-2N\delta} \Theta_{0 \text{ макс}} \left( \frac{3}{8} \frac{a^2}{h^2} - \frac{1}{4} \right) \quad (17)$$

Погрешность  $\frac{\Delta C_y}{C}$ , вызванная упругостью нити подвеса, находится из выражения

$$\frac{\Delta C_y}{C} = -\frac{1}{2} \left( \frac{T}{T_0} \right)^2, \quad (18)$$

где  $T_0$  — период собственных колебаний кольца при отсутствии тока.

Рассмотренные систематические погрешности определения  $C$  исключаются из результатов. Расчет показывает, что неисключенный остаток

$\frac{\Delta C_m}{C}$  рассчитанных по формулам (16), (17) и (18) погрешностей не превышает  $\pm 0,2\%$  в самом неблагоприятном случае.

Погрешность  $\frac{\Delta C_m}{C}$ , обусловленную неточностью определения входящих в (8) параметров, находим по формуле

$$\frac{\Delta C_m}{C} = \sqrt{\left(\frac{\Delta h}{h}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \left(\frac{\Delta m}{m}\right)^2 + \left[\frac{1}{2\left(\ln \frac{16a}{d} - 2\right)} + \frac{1}{2}\right]^2 \left(\frac{\Delta a}{a}\right)^2 + \left[\frac{1}{2\left(\ln \frac{16a}{d} - 2\right)}\right]^2 \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2} \quad (19)$$

При исключении систематических погрешностей суммарная погрешность расчетного определения  $C$  определяется из выражения

$$\frac{\Delta C_p}{C} = \sqrt{3 \left(\frac{\Delta C_m}{C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C_m}{C}\right)^2} \quad (20)$$

4. Погрешность экспериментального определения коэффициента  $C$ .

При экспериментальном определении коэффициента  $C$  исключаются погрешности  $\frac{\Delta C_m}{C}$  и  $\frac{\Delta C_n}{C}$ ; погрешности  $\frac{\Delta C_f}{C}$  и  $\frac{\Delta C_y}{C}$  необходимо исключать расчетным путем. Также необходимо учитывать погрешность градуировки  $\frac{\Delta I_f}{I}$  и случайную погрешность  $\sigma$ .



Погрешность  $\frac{\Delta I_1}{I}$  не превосходит  $\pm 0,2\%$  и является погрешностью калибровки термоамперметра или фотоамперметра на частоте 50 гц. Частотная погрешность этих амперметров на частоте 1—5 Мгц пренебрежимо мала.

Суммарную погрешность экспериментального определения коэффициента  $C$ , определяем как геометрическую сумму частных погрешностей

$$\frac{\Delta C_s}{C} = \sqrt{2 \left( \frac{\Delta C_a}{C} \right)^2 + \sigma^2 + \left( \frac{\Delta I_2}{I} \right)^2}, \quad (21)$$

5. Погрешность, вызванная волновым распределением тока.

Кольцо электродинамического амперметра и поверяемый прибор неизбежно находятся на некотором расстоянии друг от друга. Это должно внести определенную погрешность, обусловленную стоячей волной тока, так как значение тока у поверяемого прибора будет отличаться от значения тока в месте нахождения кольца.

Значение этой погрешности зависит от частоты измеряемого тока и от входного импеданса поверяемого прибора, обычно индуктивного характера.

В амперметре ЭДА-3 эта погрешность значительно уменьшена благодаря использованию сдвоенной коаксиальной линии, обладающей удвоенным волновым сопротивлением.

Погрешность, обусловленная волновым распределением тока, определяется по формуле

$$\frac{\Delta I_s}{I} = \frac{\cos 2\pi \frac{l+I_s}{\lambda} - \cos 2\pi \frac{I_s}{\lambda}}{\cos 2\pi \frac{I_s}{\lambda}}, \quad (22)$$

где  $l$  — расстояние между кольцом и концом линии амперметра;

$I_s$  — длина линии амперметра, эквивалентная индуктивности поверяемого прибора.

Для определения эквивалентной длины  $I_s$  показания электродинамического амперметра снимаются при двух разных положениях кольца вдоль линии  $l_1$  и  $l_2$  и при одном и том же токе. Величину  $I_s$  находим из выражения

$$\operatorname{ctg} 2\pi \frac{I_s}{\lambda} = \frac{I_1 \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - I_2 \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda}}{I_1 \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - I_2 \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda}}, \quad (23)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — показания электродинамического амперметра, соответствующие  $l_1$  и  $l_2$ .

Если известна индуктивность поверяемого прибора  $L_n$ , то  $I_s$  можно определить из выражения

$$I_s = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{\omega L_n}{W}, \quad (24)$$

где  $W$  — волновое сопротивление сдвоенной коаксиальной линии амперметра

Значения рассмотренных погрешностей амперметра ЭДА-3 помещены в табл. 2 (в процентах).

Таблица 2

Пределы Обозначение погрешностей	5-15 а	15-50 а	50-100 а	Данные, применяемые при расчетах
$\frac{\Delta T}{T}$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	
$\frac{\Delta C_f}{C}$	$2,5 \pm 0,2$	$1,4 \pm 0,2$	$1,8 \pm 0,2$	$f = 1 \text{ МГц}$
$\frac{\Delta C_{\text{ш}}}{C}$	$-0,15 \pm 0,2$	$-0,3 \pm 0,2$	$-0,6 \pm 0,2$	$\theta_{\text{о макс}} = 15^\circ$ $\delta = 0,25 - 0,1$ $h = 20 \text{ мм}$
$\frac{\Delta C_{\text{д}}}{C}$	$\pm 0,7$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	$\Delta a = 0,03 \text{ мм}$ $\Delta b = 0,04 \text{ "}$ $\Delta d = 0,02 \text{ "}$ $\Delta m = 0,1 \text{ мг}$
$\frac{\Delta C_{\text{у}}}{C}$	$-0,9 \pm 0,2$	—	—	$T = 2,7 \text{ сек}$ $T_0 = 20 \text{ "}$
$\frac{\Delta C_{\text{р}}}{C}$	$\pm 0,8$	$\pm 0,6$	$\pm 0,6$	
$\frac{\Delta C_{\text{с}}}{C}$	$\pm 0,6$	—	—	
$3\sigma$	$\pm 0,5$	$\pm 0,3$	$\pm 0,3$	
Суммарная погрешность $\frac{\Delta I}{I}$	$\pm 0,9$	$\pm 0,7$	$\pm 0,7$	

Примечание. Суммарная погрешность вычислялась путем геометрического суммирования погрешности расчетного определения коэффициента  $C$  (см. формулу (20)) и утроенного значения среднеквадратичной погрешности  $\sigma$ .

Из таблицы следует, что погрешность поверки амперметров на высокой частоте с помощью образцового амперметра ЭДА-3 не выходит за пределы  $\pm 1\%$ .

Погрешности электродинамического амперметра были исследованы и экспериментально путем сличения электродинамического амперметра с фотоамперметром, выполненным на радиальных фотолампах. Сличение проводилось на нижнем пределе измерения (5 а) и на частотах 1, 25, 50 и 100 МГц. Полученные данные хорошо согласуются с данными, помещенными в табл. 2.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Калантаров П. Л. и Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей, Госэнергоиздат, 1955.
2. Крылов А. Н. Лекции о приближенных вычислениях, Гостехиздат, 1950, стр. 278-279.
3. Лопаян В. Р. «Измерительная техника», 1958, № 1, стр. 71-74.
4. Отчет ВНИИФТРИ по теме 27/124, 1956.
5. Фок В. А. «Журнал Русского физико-химического общества», часть физическая, 62, 1930, № 3

### ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ В ЦЕПИ ДЕТЕКТОРА НА ПОГРЕШНОСТЬ ДИОДНОГО ВОЛЬТМЕТРА

Как известно, диодный вольтметр состоит из двух основных узлов: диодного детектора, предназначенного для выпрямления измеряемого напряжения, и более или менее сложной схемы, предназначенной для измерения постоянного напряжения на нагрузке детектора; эту схему мы в дальнейшем будем для краткости называть вольтметром постоянного тока, в отличие от всего прибора в целом, который будем называть диодным вольтметром.

Известно, что участок вольтамперной характеристики диода, используемый при работе диода в схеме вольтметра, может быть аппроксимирован экспонентой вида:

$$i = A e^{ku}, \quad (1)$$

где  $i$  — анодный ток диода;  
 $u$  — анодное напряжение диода;  
 $A$  и  $k$  — параметры экспоненты.

Постоянное напряжение на нагрузке детектора связано с амплитудой переменного синусоидального напряжения известным соотношением

$$u_{\text{пост}} = AR I_0(kU), \quad (2)$$

где  $u$  — постоянное напряжение;  
 $U$  — амплитуда измеряемого напряжения;  
 $R$  — сопротивление нагрузки детектора,

$I_0(kU)$  — бесселева функция нулевого порядка от мнимого аргумента.

Представляет интерес вопрос о том, какую погрешность диодного вольтметра вызывают малые изменения сопротивления нагрузки  $R$  и параметров  $A$  и  $k$ , происходящие в результате старения, нестабильности напряжения накала диода, а также замены диода или сопротивления  $R$ .

Существенное значение имеет также оценка влияния на показания изменений параметров вольтметра постоянного тока.

Для решения этих вопросов вычислим изменение измеряемого напряжения, необходимое для компенсации изменения показаний, вызванного изменением одного из рассматриваемых параметров.

Найдем частные дифференциалы амплитуды измеряемого напряжения  $U$ , считая его функцией независимых переменных  $A$ ,  $k$ ,  $R$  и  $u_{\text{пост}}$ , связанных зависимостью (2).

Для удобства прологарифмируем равенство (2)

$$\ln u_{\text{пост}} + ku_{\text{пост}} = \ln A + \ln R + \ln I_0(kU). \quad (3)$$

Дифференцируя равенство (3), находим искомые частные дифференциалы:

$$dU_R = \frac{\partial U}{\partial R} dR = - \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{dR}{kR}; \quad (4)$$

$$dU_A = \frac{\partial U}{\partial A} dA = - \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{dA}{kA}; \quad (5)$$

$$dU_k = \frac{\partial U}{\partial k} dk = \left[ \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot u_- - U \right] \frac{dk}{k}; \quad (6)$$

$$dU_{u_-} = \frac{\partial U}{\partial u_-} du_- = \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{1 + ku_-}{ku_-} du_- \quad (7)$$

От уравнений (4) — (7) нетрудно перейти к относительным погрешностям диодного вольтметра

$$\frac{dU_R}{U} = - \frac{I_0(kU)}{kU I_1(kU)} \cdot \frac{dR}{R}; \quad (8)$$

$$\frac{dU_A}{U} = - \frac{I_0(kU)}{kU I_1(kU)} \cdot \frac{dA}{A}; \quad (9)$$

$$\frac{dU_k}{U} = \left\{ \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{u_-}{U} - 1 \right\} \frac{dk}{k}; \quad (10)$$

$$\frac{dU_{u_-}}{U} = \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{1 + ku_-}{kU} \cdot \frac{du_-}{u_-}. \quad (11)$$

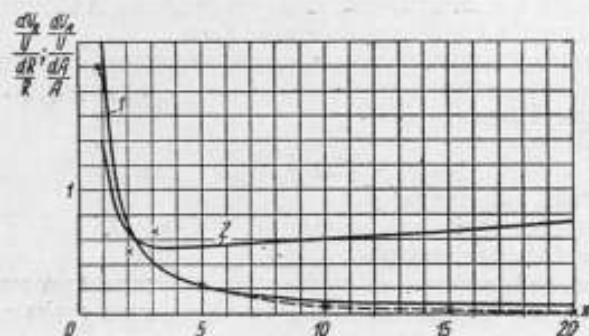


Рис. 1. Погрешность от нестабильности  $R$  и  $A$  в зависимости от измеряемого напряжения

Кривая 1:  $\frac{I_0(x)}{x I_1(x)}$ ; кривая 2:  $\frac{I_0(x)}{x I_1(x)}$

Как видно из выражений (8) и (9), зависимость погрешностей диодного вольтметра от  $A$  и от  $R$  определяется функцией вида  $\frac{I_0(x)}{x I_1(x)}$

График этой функции приведен на рис. 1.

Пунктиром на рис. 1 показан результат экспериментальной проверки влияния нестабильности сопротивления  $R$  на погрешность диодного вольтметра.

Полученные соотношения справедливы для любых значений входящих в них параметров. Однако поскольку для большинства диодов параметр  $k$ , по данным Б. Е. Рабиновича [1], лежит в пределах от 8 до  $12 \frac{1}{\theta}$ , то все числовые значения и графики, приведенные в дальнейшем, вычислены для  $k=10$ .

При  $x > 10$  отношение  $\frac{I_0(x)}{I_1(x)}$  близко к единице, поэтому при  $U > 1$  в уравнения (8) и (9) превращаются в

$$\frac{dU_R}{U} = - \frac{1}{10U} \cdot \frac{dR}{R}; \quad (12)$$

$$\frac{dU_A}{U} = - \frac{1}{10U} \cdot \frac{dA}{A}. \quad (13)$$



Погрешность диодного вольтметра, вызванная нестабильностью  $k$ , определяется функцией вида  $\frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \cdot \frac{u_-}{U} - 1$ . График этой функции приведен на рис. 2 для двух значений:  $AR = 10$  и  $AR = 1$ , что соответствует для диода 2Д1С сопротивлениям нагрузки  $R \approx 1 \text{ Мом}$  и  $R \approx 100 \text{ ком}$ . Заметим, что равенство (10) включает в себя в неявном виде величины  $A$  и  $R$ , так как  $u_-$  зависит от них.

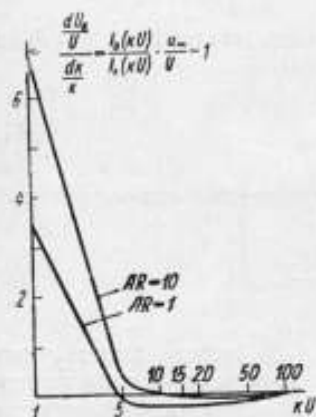


Рис. 2. Погрешность от нестабильности  $k$  в зависимости от измеряемого напряжения

Из кривых на рис. 2 видно, что погрешность, вызванная нестабильностью параметра  $k$ , быстро убывает с ростом измеряемого напряжения, стремясь к нулю; уже при  $U > 0,5 \text{ в}$  (что соответствует  $kU > 5$ ).

$$\left| \frac{dU_k}{U} \right| < 0,2 \frac{dk}{k} \quad (14)$$

Погрешность диодного вольтметра, вызванная погрешностью вольтметра постоянного тока, определяется функцией  $\frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} \frac{1+ku_-}{kU}$ .

График этой функции приведен на рис. 3 для значений  $AR = 10$  и  $AR = 1$ .

Функция, изображенная на рис. 3, стремится к единице с ростом  $U$ ; значение ее может быть принято равным единице при  $kU > 10$  (т. е. при  $U > 1 \text{ в}$ ), откуда вытекает равенство

$$\frac{dU}{U} = \frac{du_-}{u_-} \quad (15)$$

В некоторых случаях, особенно когда диодный вольтметр применяется в качестве встроенного прибора, например как измеритель начального уровня ГСС, вместо вольтметра постоянного тока, измеряющего напряжение на нагрузке детектора, в схеме диодного вольтметра используется микроамперметр, измеряющий постоянную составляющую тока в цепи диода.

Нетрудно видеть, что в этом случае нестабильность параметров диода  $A$  и  $k$ , а также погрешность микроамперметра вызывают такую

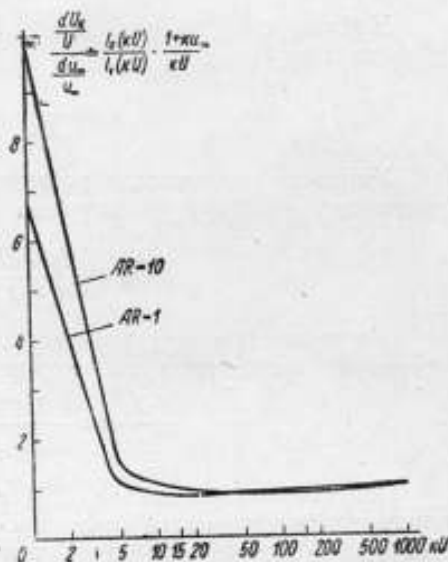


Рис. 3. Погрешность, вызванная погрешностью вольтметра постоянного тока, в функции измеряемого напряжения

же погрешность диодного вольтметра, как и в рассмотренном выше случае. Иным оказывается влияние нестабильности сопротивления микроамперметра или сопротивления, включенного последовательно с ним.

Рассмотрим подробнее влияние нестабильности сопротивления. Амплитуда измеряемого напряжения связана с выпрямленным током  $I$  соотношением

$$I e^{kR} = A I_0(kU). \quad (16)$$

Найдем частный дифференциал (16) по  $R$  тем же методом, что и раньше. Получаем

$$dU_R = \frac{\partial U}{\partial R} dR = \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} I dR.$$

Умножая числитель и знаменатель последнего равенства на  $R$  и учитывая, что  $IR = u_-$ , получаем

$$dU_R = \frac{I_0(kU)}{I_1(kU)} u_- \cdot \frac{dR}{R}. \quad (17)$$

Из равенства (17) можно получить выражение для относительной погрешности диодного вольтметра

$$\frac{dU_R}{U} = \frac{I_0(kU)}{kU I_1(kU)} \cdot ku_- \cdot \frac{dR}{R}. \quad (18)$$

Совоставляя равенство (18) с равенством (8), можно видеть, что влияние нестабильности сопротивления в схеме с измерением тока диода в  $ku_-$  раз больше по модулю, чем в схеме с измерением напряжения на нагрузке диода. Следовательно, схема диодного вольтметра с измерением тока диода может иметь преимущества перед схемой с измерением напряжения на нагрузке диода лишь в том случае, когда  $ku_- < 1$ .

Выполнение неравенства  $ku_- < 1$  возможно только при малой величине  $AR$  и малой величине измеряемого напряжения  $U$ . Так, если  $AR = 0,1$ , то  $ku_- < 1$  при условии, что  $kU < 2$  ( $U < 0,2$  в). Для диода 2Д1С  $AR = 0,1$  соответствует  $R \approx 10$  ком. При  $AR > 0,5$  неравенство  $ku_- < 1$  не может быть выполнено ни при каких значениях  $kU$ .

Для сравнения на рис. 1 приведен график зависимости  $\frac{I_0(x)}{x I_1(x)}$  у при  $AR = 0,1$ , где  $x = kU$ ,  $y = ku_-$ .

Из рассмотрения полученных соотношений можно сделать следующие выводы:

1. При измерении малых напряжений порядка десятых долей вольта относительная погрешность показаний диодного вольтметра может быть в несколько раз больше, чем относительное изменение любого из рассмотренных выше параметров, и больше, чем относительная погрешность вольтметра постоянного тока или микроамперметра, измеряющего выпрямленный ток.

2. При измерении больших напряжений (порядка 1 в и более) относительная погрешность диодного вольтметра, схема которого включает в себя вольтметр постоянного тока, составляет не больше чем 10% относительного изменения того или иного параметра схемы детектора.

Относительная погрешность диодного вольтметра, вызванная погрешностью вольтметра постоянного тока, равна относительной величине этой погрешности.

3. Применение схемы диодного вольтметра с измерением выпрямленного тока целесообразно с точки зрения влияния нестабильности сопротивления нагрузки при измерении малых напряжений (0,1–0,2 в); однако при этом необходимо, чтобы сопротивление нагрузки детектора

было минимальным и во всяком случае, чтобы соблюдалось неравенство  $AR < 0,5$ .

Последнее требование противоречит требованию высокого входного сопротивления диодного вольтметра.

Перейдем теперь к рассмотрению влияния нестабильности напряжения накала на погрешность диодного вольтметра.

Изменение напряжения накала вызывает изменение параметров  $A$  и  $k$  вольтамперной характеристики диода.

Оставляя в стороне явления, происходящие в диоде, отметим, что зависимость параметра  $k$  от напряжения накала при изменении напряжения на  $\pm 10\%$  может быть аппроксимирована линейной зависимостью вида

$$k_2 = k_1 - l(U_{n_1} - U_{n_2}), \quad (19)$$

где  $U_{n_1}$  и  $U_{n_2}$  — два значения напряжения накала;  
 $k_1$  и  $k_2$  — значения параметра  $k$ , соответствующие напряжениям накала  $U_{n_1}$  и  $U_{n_2}$ .

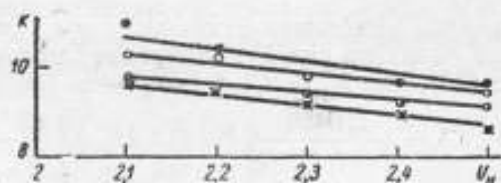


Рис. 4. Зависимость  $k$  от напряжения накала

Зависимость параметра  $A$  от напряжения накала при изменении напряжения накала в тех же пределах может быть аппроксимирована квадратичным трехчленом вида:

$$A = m(U_n^2 - pU_n + q). \quad (20)$$

Величины  $l$ ,  $m$ ,  $p$  и  $q$  в равенствах (19) и (20) могут быть определены экспериментально.

Из равенств (19) и (20) находим:

$$\frac{dk}{k} \approx -h \frac{dU_n}{U_n} \quad (21)$$

и

$$\frac{dA}{A} = \frac{2U_n^2 - pU_n}{U_n^2 - pU_n + q} \cdot \frac{dU_n}{U_n}. \quad (22)$$

Из равенств (9), (10), (21) и (22) можно получить зависимость погрешности диодного вольтметра от нестабильности напряжения накала

$$\frac{dU}{U} = \left\{ h - \frac{I_0(kU)}{kUI_1(kU)} \left( \frac{2U_n^2 - pU_n}{U_n^2 - pU_n + q} + hku_n \right) \right\} \frac{dU_n}{U_n}. \quad (23)$$

Зависимость параметра  $k$  от напряжения накала  $U_n$  была снята экспериментально для четырех диодов 2Д1С. Графики этой зависимости приведены на рис. 4. Коэффициент  $h$ , вычисленный по этим графикам, лежит в пределах от 0,3 до 0,5. Для расчетов принято среднее арифметическое значение коэффициента  $h$ , которое оказалось равным 0,4.

Полученная экспериментально зависимость  $\frac{A}{A_{2,3}}$  ( $A_{2,3}$  — параметр  $A$  при  $U_n = 2,3$  в) от напряжения накала для двух диодов ( $A_1$  и  $A_2$ )

типа 2Д1С изображена на рис. 5. Аппроксимируя экспериментальные кривые выражением (20), находим для диода  $A_1$ :  $p_1=4.1$ ,  $q_1=4.2$ , а для диода  $A_2$ :  $p_2=4.16$ ,  $q_2=4.4$ .

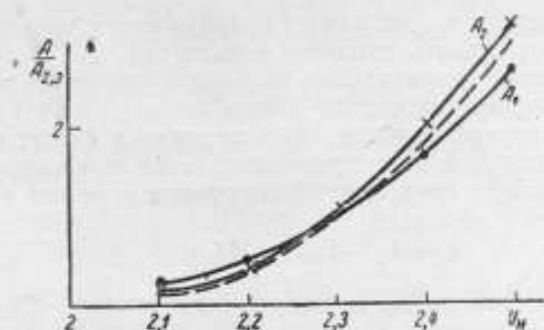


Рис. 5. Зависимость  $A$  от напряжения накала

Принимая средние арифметические значения, получаем  $p=4.1$ ,  $q=4.3$  (пунктирная линия на рис. 5). Подставляя полученные значения  $p$  и  $q$  в выражение (23), для  $U_n = 2.3$  в, получаем

$$\frac{dU}{U} = \left[ 0.4 - \frac{I_0(kU)}{kU I_1(kU)} (7 + 0.4 kU) \right] \frac{dU_n}{U_n}. \quad (24)$$

На рис. 6 пунктиром показана зависимость  $\frac{dU}{U}$  от величины  $kU$ , полученная из соотношения (24), а сплошной линией — эта же зависимость, полученная экспериментально.

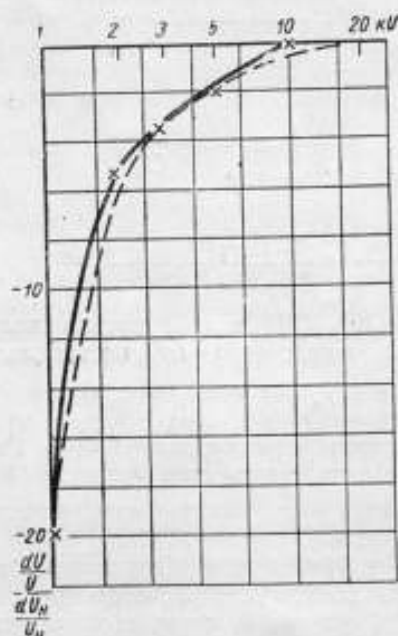


Рис. 6. Погрешность, вызванная нестабильностью напряжения накала, в зависимости от измеряемого напряжения



Экспериментально не удалось обнаружить зависимости  $\frac{dU}{U}$  от  $\frac{dU_n}{U_n}$

пряжения накала  $U_n$  при изменении  $U_n$  в пределах от 2,2 до 2,4 в. Это можно объяснить тем, что относительная погрешность, имевшая место при эксперименте, была одного порядка с тем изменением хода кривой, которое можно было ожидать в соответствии с равенством (23).

По данным Б. Е. Рабиновича и А. М. Федорова [2], коэффициент  $h$  имеет порядок 0,8. Такое различие в величине  $h$  при малых значениях измеряемого напряжения мало влияет на результат расчета по формуле (23). При больших значениях измеряемого напряжения значение коэффициента  $h$  сильнее влияет на результат расчета по формуле (23). Однако поскольку при больших напряжениях погрешность вольтметра уменьшается, то большая точность расчета по формуле (23) в этом случае не требуется.

Для диодов типа 6Д8Д постоянные в равенствах (20), (21), (22) и (23) имеют следующие значения:  $p = 11$ ;  $q = 30,4$ ;  $h = -0,6$ . Эти значения являются усредненными для двух экземпляров диодов.

Подставив в равенство (23) значения  $p$ ,  $q$  и  $h$  для  $U_n = 6,3$  в, получаем

$$\frac{dU}{U} = - \left\{ 0,6 + \frac{I_0(kU)}{kUI_1(kU)} \left( 8,1 - 0,6ku_- \right) \right\} \frac{dU_n}{U_n} \quad (25)$$

Пользуясь выражением (23), можно вычислить погрешность диодного вольтметра, вызванную нестабильностью напряжения накала диода.

В случае применения диодов типов 2Д1С или 6Д8Д оценка погрешности может быть произведена по формулам (24) и (25).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рабинович Б. Е. Труды ВНИИМ, вып. 13(73), 1953.
2. Рабинович Б. Е., Федоров А. М. Образцовый компенсационный вольтметр для проверки начального уровня ГСС. Технический проект ВНИИМ.

### ПОВЕРКА ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Нашей промышленностью выпускается ряд типов генераторов стандартных сигналов, в которых одним из основных видов работ является импульсная модуляция.

Генераторы в режиме импульсной модуляции могут выдавать радиоимпульсы различной длительности, амплитуды и частоты повторения. В некоторых типах генераторов предусмотрена переменная задержка радиоимпульсов относительно запускающих импульсов. Все перечисленные параметры импульсной работы генератора стандартных сигналов важны при поверке и настройке различных радиоустройств, что обуславливает необходимость поверки самих генераторов по этим параметрам.

Разработанная ВНИИФТРИ в 1956 г. методика поверки параметров импульсной работы ГСС предусматривает поверку длительности радиоимпульсов, длительности фронта радиоимпульсов, симметрии прямоугольных радиоимпульсов с отношением полупериодов 1:1, частоты повторения и задержки радиоимпульсов.

В основе этой методики лежит методика поверки импульсных приборов 25-И, 26-И, 104-И\*.

Однако здесь имеются существенные добавления, определяемые тем, что параметры исследуемого радиоимпульса измеряются после детектирования и усиления, в связи с чем в тракт включены дополнительно детекторная головка и широкополосный усилитель.

Учитывая это обстоятельство, в настоящей работе дается анализ погрешностей измерения, вызванных искажениями импульсов в тракте детекторной головки и широкополосного усилителя.

### ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Исследуемый радиоимпульс изображен на рис. 1, на котором показаны его временные параметры.

В огибающей радиоимпульса после его прохождения через тракт детекторной головки и широкополосного усилителя могут иметь место следующие искажения: изменение длительности импульса, искажение переднего и заднего фронтов импульса, завал плоской части и выбросы на фронтах импульса.

Завал плоской части и выбросы на фронтах импульса относятся к амплитудным искажениям; в технических условиях на генераторы стандартных сигналов они не оговариваются и поэтому здесь не рассматриваются.

Рассмотрим искажение фронта огибающей радиоимпульса в тракте детекторной головки.

Пусть на вход детекторной головки подается радиоимпульс

$$U_{вх} = U_m(t) \cos \omega t. \quad (1)$$

\* См. «Методические указания № 151 по поверке импульсных приборов типа 25-И, 26-И и 104-И». Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, М., 1957.

Тогда, имея статическую характеристику диода

$$i = f(U),$$

можем написать выражение для приращения тока

$$\Delta i = f(U_0 + U_{ax} - \Delta U) - f(U_0), \quad (2)$$

где  $U_0$  — начальное смещение, необходимое для выбора рабочей точки;  
 $\Delta U$  — выпрямленное напряжение на нагрузке детектора.

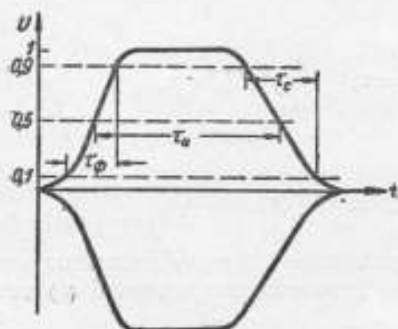


Рис. 1. Радиопульс на выходе ГСС  
 $\tau_r$  — длительность переднего фронта радиопульса;  $\tau_d$  — длительность радиопульса;  
 $\tau_f$  — длительность заднего фронта радиопульса.

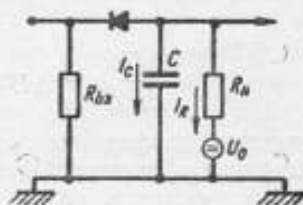


Рис. 2. Схема детекторной головки

Полагая  $U_{ax}$  малым, разложим функцию  $f(U_0 + U_{ax} - \Delta U)$  в ряд Тейлора

$$f(U_0 + U_{ax} - \Delta U) = f(U_0) + f'(U_0)(U_{ax} - \Delta U) + \frac{1}{2} f''(U_0)(U_{ax} - \Delta U)^2 + \\ + \frac{1}{6} f'''(U_0)(U_{ax} - \Delta U)^3 + \dots$$

Отбрасывая в этом разложении все члены, представляющие переменные токи, составим выражение для приращения постоянной составляющей тока:

$$\Delta I = \frac{1}{4} f''(U_0) U_m^2(t) + \frac{1}{2} f''(U_0) \Delta U^2 - f'(U_0) \Delta U - \frac{1}{4} f'''(U_0) U_m^2(t) \Delta U - \\ - \frac{1}{6} f'''(U_0) \Delta U^3 \dots$$

В этом выражении четвертым, пятым и всеми последующими членами, стоящими в правой части, по сравнению с предыдущими членами можно пренебречь, как малыми более высокого порядка.

В этом случае выражение для  $\Delta I$  примет более простой вид

$$\Delta I = \frac{1}{4} f''(U_0) U_m^2(t) + \frac{1}{2} f''(U_0) \Delta U^2 - f'(U_0) \Delta U. \quad (3)$$

С другой стороны, рассматривая параллельную цепочку  $R_n C$  (рис. 2), можно написать

$$\Delta I = I_C + I_R \\ \text{или} \\ \Delta I = C \frac{d\Delta U}{dt} + \frac{\Delta U}{R_n}$$

где  $I_C$  — ток, проходящий через емкостную нагрузку детектора;  
 $I_R$  — ток, проходящий через активную нагрузку детектора;  
 $R_n$  — сопротивление нагрузки детектора;  
 $C$  — емкость нагрузки детектора.

Подставляя в эту формулу развернутое значение  $\Delta I$  из выражении (3), получим

$$C \frac{d\Delta U}{dt} + \left[ \frac{1}{R_n} + f(U_0) \right] \Delta U - \frac{1}{2} f''(U_0) \Delta U^2 = \frac{1}{4} f''(U_0) U_m^2(t). \quad (4)$$

Введем обозначения

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_n} + f(U_0); \quad CR_0 = \tau; \quad \frac{1}{4C} f''(U_0) = \alpha.$$

Тогда

$$\frac{d\Delta U}{dt} + \frac{1}{\tau} \Delta U - 2\alpha \Delta U^2 = \alpha U_m^2(t). \quad (5)$$

Полученное дифференциальное уравнение точному решению не поддается, однако с достаточной степенью точности оно может быть решено приближенно, учитывая, что

$$2\alpha \Delta U^2 \ll \alpha U_m^2(t). \quad (6)$$

Такое решение можно искать в виде суммы двух слагаемых

$$\Delta U = \Delta U_0 + \Delta U_1, \quad (7)$$

где первое слагаемое является решением дифференциального уравнения без члена  $2\alpha \Delta U^2$ , а второе слагаемое является поправкой, учитывающей член  $2\alpha \Delta U^2$ . Для первого слагаемого

$$\Delta U_0 \pm \frac{1}{\tau} \Delta U_0 = \alpha U_m^2(t). \quad (8)$$

Решением этого дифференциального уравнения будет

$$\Delta U_0 = \alpha e^{-\frac{t}{\tau}} \int_0^t U_m^2(t) e^{\frac{t}{\tau}} dt. \quad (9)$$

Подставляя (7) в (5), получим

$$\Delta U_0' + \frac{1}{\tau} \Delta U_0 + \Delta U_1' + \frac{1}{\tau} \Delta U_1 = \alpha U_m^2(t) + 2\alpha \Delta U_0^2 + 4\alpha \Delta U_0 \Delta U_1 + 2\alpha \Delta U_1^2. \quad (10)$$

Вычитая (8) из (10), получим дифференциальное уравнение, учитывающее поправку

$$\Delta U_1' + \frac{1}{\tau} \Delta U_1 = 2\alpha \Delta U_0^2 + 4\alpha \Delta U_0 \Delta U_1 + 2\alpha \Delta U_1^2.$$

В этом уравнении вторым и третьим членами, стоящими в правой части, можно пренебречь по сравнению с первым, как имеющими первый и второй порядок малости

$$\Delta U_1' + \frac{1}{\tau} \Delta U_1 = 2\alpha \Delta U_0^2. \quad (11)$$

Решением уравнения (11) будет

$$\Delta U_1 = 2\alpha e^{-\frac{t}{\tau}} \int_0^t \Delta U_0^2 e^{\frac{t}{\tau}} dt. \quad (12)$$



Наибольший практический интерес для анализа погрешности измерений представляет трапецидальный импульс с фронтом нарастания

$$U_m = at.$$

Интегрируя для этого случая уравнения (9) и (12), получим

$$\Delta U_0 = \alpha a^2 \tau \left( \tau^2 - 2\tau t + 2\tau^2 - 2\tau^2 e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (13)$$

$$\Delta U_1 = \frac{1}{2} \alpha^2 a^4 \tau^2 \left( t^4 - 4\tau t^3 + 12\tau^2 t^2 - 24\tau^3 t - 24\tau^4 - 24\tau^4 e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (14)$$

Формулы (7), (13) и (14) позволяют рассчитать искажение фронта трапецидального импульса.

На рис. 3 изображен рассчитанный по этим формулам фронт огибающей радиоимпульса. Расчет проведен для значения амплитуды радиоимпульса  $U_m = 0,1$  в;  $\tau_\phi = 0,1$  мксек,  $C = 22$  пф,  $R_n = 1000$  ом. Рабочая точка детектора выбрана из условия максимального коэффициента передачи.

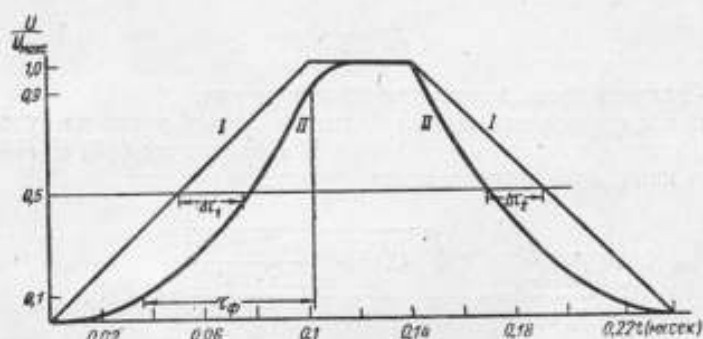


Рис. 3. Искажение переднего и заднего фронтов  
I — импульс на входе детектора; II — импульс на выходе детектора

Детекторная головка собрана на кремниевом детекторе типа ДК-СЗ.

Из рис. 3 видно, что фронт огибающей радиоимпульса, прошедшего детекторную головку, укорачивается на 20%. Очевидно, что искажения заднего фронта будут аналогичными.

Искажения переднего и заднего фронтов ведут к изменению длительности импульсов. На уровне  $0,5 U_m$  передний фронт протектированного радиоимпульса запаздывает относительно переднего фронта входного импульса на  $\Delta\tau_1 = 0,026$  мксек. Положение заднего фронта можно с достаточной степенью точности определить, принимая во внимание, что  $R_n C_n \ll \tau_\phi$ , по формуле

$$\Delta U = \frac{1}{4} f''(U_0) R_n U_m^2(t). \quad (15)$$

Задний фронт протектированного радиоимпульса, наоборот, опережает задний фронт входного радиоимпульса на  $\Delta\tau_2 = 0,021$  мксек.

Таким образом, длительность измеряемого радиоимпульса, прошедшего через детекторную головку, уменьшится

$$\frac{\tau_{\text{вых}}}{\tau_{\text{вх}}} = \frac{\tau_{\text{вх}} - (\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2)}{\tau_{\text{вх}}} = \frac{\tau_{\text{вх}} - 0,047}{\tau_{\text{вх}}} \approx 1 - 0,05 \frac{1}{\tau_{\text{вх}}}. \quad (16)$$

В заключение следует добавить, что в детекторной головке отсутствуют такие искажения, как выбросы на фронтах импульса и завал плоской части импульса.

Выше рассмотрены искажения фронтов радиоимпульса в тракте детекторной головки. Перейдем к рассмотрению искажений импульса в тракте широкополосного усилителя.

Пусть верхняя частота полосы пропускания равна  $f_a$ , тогда длительность собственного фронта широкополосного усилителя будет

$$\tau_{\phi} = \frac{1}{2\pi f_a}, \quad (17)$$

а длительность измеряемого фронта импульса на выходе широкополосного усилителя

$$\tau_{\phi \text{ вых}} = \sqrt{\tau_{\phi \text{ вх}}^2 + \tau_{\phi}^2}, \quad (18)$$

где  $\tau_{\phi \text{ вх}}$  — длительность фронта импульса на входе широкополосного усилителя.

Верхняя частота полосы пропускания  $f_a$  выбирается равной

$$f_a = \frac{1}{\tau_a}, \quad (19)$$

где  $\tau_a$  — длительность измеряемого интервала.

В нашем случае минимальная длительность фронта импульса будет равна 0,1 мксек, а частота  $f = 10$  Мгц. По формулам (17) и (18) можем рассчитать изменение длительности фронта импульса

$$\frac{\tau_{\phi \text{ вых}}}{\tau_{\phi \text{ вх}}} = \frac{\sqrt{0,1^2 + \left(\frac{10^6}{2\pi \cdot 10^7}\right)^2}}{0,1} = 1,015,$$

т. е. длительность фронта увеличивается на 1,5%.

Эта цифра показывает, что погрешности, обусловленные искажением импульсов в тракте широкополосного усилителя, весьма незначительны по сравнению с погрешностями, обусловленными искажением импульсов в тракте детекторной головки. Поэтому можно считать, что погрешности за счет искажений импульсов целиком определяются трактом детекторной головки.

#### УСТАНОВКА ДЛЯ ПОВЕРКИ ГСС В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Измерительная установка состоит из широкополосного усилителя с детекторной головкой, разработанного во ВНИИФТРИ, синхроскопа

типа 25-И, импульсного генератора типа ГИС-2, звукового генератора типа ЗГ-11.

Для измерения временных параметров радиоимпульсов собирается блок-схема, представленная на рис. 4. Установка работает следующим образом: радиоимпульс от поверяемого прибора подается на вход детекторной головки, детектируется, усиливается с помощью широкополосного уси-

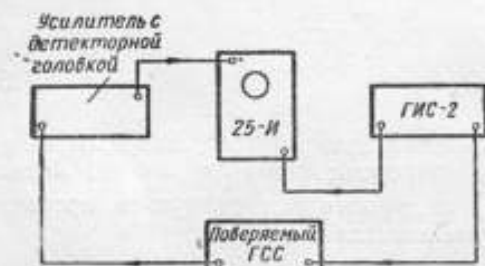


Рис. 4. Блок-схема измерения длительности импульса

лителя и затем подается на вертикально отклоняющие пластины синхроскопа типа 25-И.

Синхронизация измерительной установки осуществляется при помощи генератора импульсов типа ГИС-2. Запуск поверяемого генератора производится импульсами с выхода канала I (опорный импульс). Запуск синхроскопа 25-И производится задержанными импульсами с канала II.

Такая схема запуска выбрана из-за наличия значительной начальной задержки радиоимпульсов поверяемого генератора. В случае, если начальная задержка поверяемого генератора мала, запуск синхроскопа 25-И необходимо производить с выхода канала I, а запуск поверяемого генератора — с выхода канала II.

Измерение времени задержки радиоимпульсов производится по этой же блок-схеме. Измерение временных параметров огибающей радиоимпульсов, а также задержки производится по меткам синхроскопа 25-И.

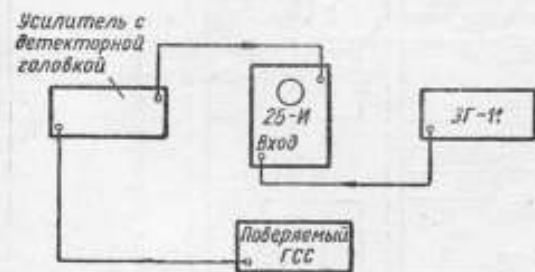


Рис. 5. Блок-схема измерения частоты следования импульсов

Для измерения частоты следования импульсов собирается блок-схема, представленная на рис. 5.

Принцип работы установки следующий: сигнал с поверяемого генератора подается на вход усилителя и затем на вертикально отклоняющие пластины. Сигнал с выхода звукового генератора подается на горизонтально отклоняющие пластины. При частоте следования импульсов, равной частоте зву-

кового генератора, на экране синхроскопа установится неподвижное изображение (фигура Лиссажу). Отсчет частоты следования импульсов производится по звуковому генератору.

Установка обеспечивает возможность измерять следующие параметры:

а) временные параметры радиоимпульсов длительностью от 0,1 до 250 мксек и амплитудой от 0,1 до 1 в с допустимой погрешностью измерения фронтов +5%, -20% и погрешностью измерения длительности  $\pm(5\% + 0,02 \text{ мксек})$  с учетом поправки по формуле (16);

б) временные параметры видеоимпульсов длительностью от 0,1 до 250 мксек и амплитудой от 0,02 до 0,2 в с допустимой погрешностью  $\pm(5\% + 0,02 \text{ мксек})$ ;

в) асимметрию прямоугольных радиоимпульсов с соотношением полупериодов 1:1 и амплитудой от 0,1 до 1 в с допустимой погрешностью  $\pm 5\%$ ;

г) частоту следования радиоимпульсов или видеоимпульсов в пределах от 100 гц до 10 кГц с допустимой погрешностью  $\pm 3\%$ ;

д) время задержки выходных радиоимпульсов или видеоимпульсов в пределах от 1 до 500 мксек с допустимой погрешностью  $\pm 10\%$ .

Как было сказано выше, в измерительную установку входит широкополосный усилитель с детекторной головкой, схема которого приведена на рис. 6.

Детекторная головка имеет согласованный 75-омный вход. Тип детектора ДК-СЗ, нагрузкой детектора служит сопротивление 1 ком и емкость около 20 пф, определяемая конструкцией детекторной головки.





Широкополосный усилитель включает в себя: катодный повторитель, в катод которого имеется переменное сопротивление для регулировки амплитуды сигнала, подаваемого непосредственно на вход усилителя; предварительный трехкаскадный усилитель на лампах 6Ж4; предоконечный каскад усилителя на лампе 6П9; окончательный каскад на лампе 6П3С. Нагрузкой усилителя является суммарная емкость выходного кабеля РК-50 и емкость пластин трубки 13ЛО37.

Полоса пропускания усилителя от 50 гц до 10 Мгц. Коэффициент усиления  $K > 3000$ .

Усилитель имеет два входа: 1 — вход детекторной головки, на который подается радиоимпульс; 2 — вход усилителя, на который можно подать видеоимпульсы и синусоидальные сигналы.

Созданная образцовая измерительная установка обеспечивает поверку отечественных ГСС в режиме импульсной модуляции.

## ИМПУЛЬСНЫЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПОМЕХ В ДИАПАЗОНЕ ДО 20 Мгц

Реакция измерителя помех на импульсные помехи является важной характеристикой, которая должна контролироваться при поверке.

Для поверки измерителей помех по импульсному напряжению нужен источник импульсов, величина спектральной плотности которых определяется с достаточной точностью для диапазона частот, перекрываемого прибором.

Удобным способом определения спектральной плотности является косвенное измерение, при котором спектральная плотность вычисляется по результатам измерений параметров импульса как функции времени. Этот способ был принят за основу при разработке генератора.

### ВЫБОР ФОРМЫ ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Импульсы, применяемые для испытания измерителей помех, можно разделить на два вида:

1. Короткие импульсы, имеющие равномерный спектр в заданном диапазоне частот, т. е. импульсы, приближающиеся к  $\delta$ -функции в смысле равномерности спектра.

2. Импульсы с коротким передним фронтом, имеющие спектр, убывающий с частотой по гиперболе, т. е. импульсы, равноценные скачку напряжения для заданного диапазона частот.

С точки зрения поверки избирательного устройства, каким является измеритель помех, характер зависимости спектральной плотности импульса от частоты имеет второстепенное значение; более важна точность, с которой можно определить спектральную плотность на частоте настройки.

Как известно, форма короткого импульса и форма крутого фронта не влияют на спектр в области достаточно низких частот. Поэтому можно сравнить точность косвенного измерения спектра импульсов того и другого вида, взяв в качестве простого примера короткий импульс прямоугольной формы и импульс с крутым передним фронтом, нарастающим по линейному закону.

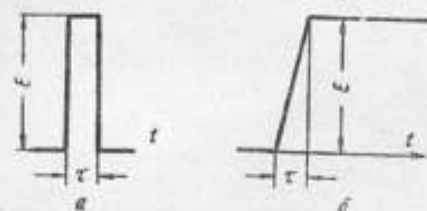


Рис. 1. Прямоугольный импульс и импульс с линейным фронтом (к расчету погрешности косвенного измерения спектра)

Модуль спектральной плотности прямоугольного импульса (рис. 1, а) определяется по формуле

$$\Phi = E\tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau},$$

где  $E$  — амплитуда импульса;  
 $\tau$  — длительность импульса;  
 $f$  — частота.

Частная погрешность спектра, определяемая погрешностью измерения амплитуды,

$$D_E = \frac{\partial \Phi}{\partial E} \xi_E = \tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \xi_E = \Phi \frac{\xi_E}{E}$$

( $\xi_E$  — погрешность измерения амплитуды).

Частные погрешности, определяемые погрешностью измерения частоты и длительности импульса, будут соответственно

$$D_f = \frac{\partial \Phi}{\partial f} \xi_f = \Phi (\pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 1) \frac{\xi_f}{f}$$

и

$$D_\tau = \frac{\partial \Phi}{\partial \tau} \xi_\tau = \Phi \pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau \frac{\xi_\tau}{\tau}$$

Для относительных погрешностей получаются следующие соотношения:

$$\frac{D_E}{\frac{\Phi}{\xi_E}} = 1; \quad \frac{D_f}{\frac{\Phi}{\xi_f}} = \pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 1;$$

$$\frac{D_\tau}{\frac{\Phi}{\xi_\tau}} = \pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau.$$

Модуль спектральной плотности для импульса с линейным фронтом (рис. 1, б)

$$\Phi = \frac{E}{2\pi f} \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau}, \quad (1)$$

где  $E$  — амплитуда импульса;  
 $\tau$  — длительность фронта;  
 $f$  — частота.

В этом случае

$$\frac{D_E}{\frac{\Phi}{\xi_E}} = 1; \quad \frac{D_f}{\frac{\Phi}{\xi_f}} = \pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 2;$$

$$\frac{D_\tau}{\frac{\Phi}{\xi_\tau}} = \pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 1$$

График этих зависимостей показан на рис. 2. Как видно из рисунка, при малых отклонениях величины  $\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau}$  от единицы на погреш-

ности измерения спектра мало сказывается погрешность измерения частоты в случае короткого прямоугольного импульса и погрешность измерения длительности фронта в случае импульса с крутым передним фронтом.

Поскольку частота измеряется значительно точнее, чем малые (порядка 0,01 мксек) длительности на осциллографе, то предпочтение в смысле точности измерения спектра следует отдать импульсу с крутым передним фронтом.

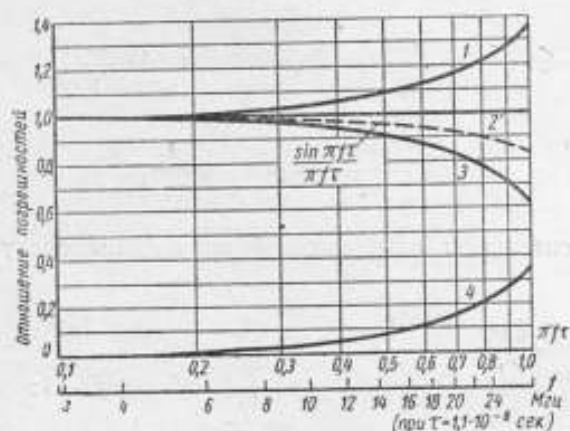


Рис. 2. Частные погрешности косвенного измерения спектра импульсов

- кривая 1.  $\frac{D_f}{\Phi} \frac{\epsilon_f}{\epsilon_f}$  для импульса с линейным фронтом;
- кривая 2.  $\frac{D_E}{\Phi} \frac{\epsilon_E}{\epsilon_E}$  для прямоугольного импульса и импульса с линейным фронтом;
- кривая 3.  $\frac{D_\tau}{\Phi} \frac{\epsilon_\tau}{\epsilon_\tau}$  для прямоугольного импульса;
- кривая 4.  $\frac{D_f}{\Phi} \frac{\epsilon_f}{\epsilon_f}$  для прямоугольного импульса;
- $\frac{D_\tau}{\Phi} \frac{\epsilon_\tau}{\epsilon_\tau}$  для импульса с линейным фронтом

Подсчитаем в качестве примера, какая погрешность получается в том и другом случае, если измерения производятся со следующими погрешностями:

$\frac{\epsilon_\tau}{\tau} = 50\%$  (по осциллографу ИО-4 при длительности порядка 0,01 мксек);



$$\frac{\xi_f}{f} = 4\% \text{ (по шкале измерителя помех ИП-12М);}$$

$$\frac{\xi_E}{E} = 2\% \text{ (такая погрешность может быть получена при использовании}$$

описанной ниже схемы).

Общая погрешность спектральной плотности при случайном сочетании составляющих ошибок

$$\frac{\xi_\Phi}{\Phi} = \sqrt{\left(\frac{D_E}{\Phi}\right)^2 + \left(\frac{D_f}{\Phi}\right)^2 + \left(\frac{D_\tau}{\Phi}\right)^2}.$$

Для прямоугольного импульса

$$\frac{\xi_\Phi}{\Phi} = \sqrt{\left(\frac{\xi_E}{E}\right)^2 + \left[(\pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 1) \frac{\xi_f}{f}\right]^2 + \left(\pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau \frac{\xi_\tau}{\tau}\right)^2}.$$

Для импульса с крутым передним фронтом

$$\frac{\xi_\Phi}{\Phi} = \sqrt{\left(\frac{\xi_E}{E}\right)^2 + \left[(\pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 2) \frac{\xi_f}{f}\right]^2 + \left[(\pi f \tau \operatorname{ctg} \pi f \tau - 1) \frac{\xi_\tau}{\tau}\right]^2} \quad (2)$$

Результаты вычисления приведены на рис. 3, из которого видно, что погрешность косвенного измерения спектра короткого импульса составляет 40—50%, погрешность для спектра импульса с крутым фронтом намного меньше и начинает увеличиваться лишь на высоких частотах.

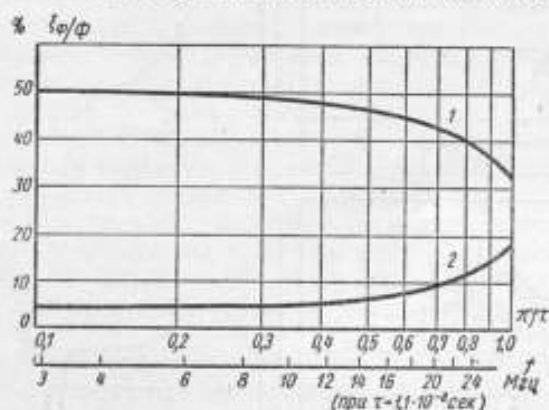


Рис. 3. Погрешность косвенного измерения спектра прямоугольного импульса (кривая 1) и импульса с линейным фронтом (кривая 2)

$$\frac{\xi_E}{E} = 2\%; \quad \frac{\xi_f}{f} = 4\%; \quad \frac{\xi_\tau}{\tau} = 50\%$$

#### СХЕМА ГЕНЕРАТОРА

Импульсы с наиболее коротким фронтом получаются в схемах с механическим переключателем. Однако наибольшая частота следования в таких устройствах обычно не превышает нескольких сотен герц.

В связи с тем, что для проверки измерителей помех нужны импульсы с частотой следования до 3000 гц, нами применена схема с тиратроном.

Существенная часть схемы показана на рис. 4. Ее основные элементы описаны в литературе [7]. Запускающий импульс усиливается по мощности катодным повторителем ( $L_1$ ) и подается на сетку тиратрона ТГ1-0,1/1,3 ( $L_4$ ), который вместе с лампами  $L_2$  и  $L_3$  образует спусковую схему. Лампы  $L_4$  и  $L_2$  при отсутствии запускающего напряжения закрыты, лампа  $L_3$  проводит ток. Когда на сетку тиратрона  $L_4$  подается

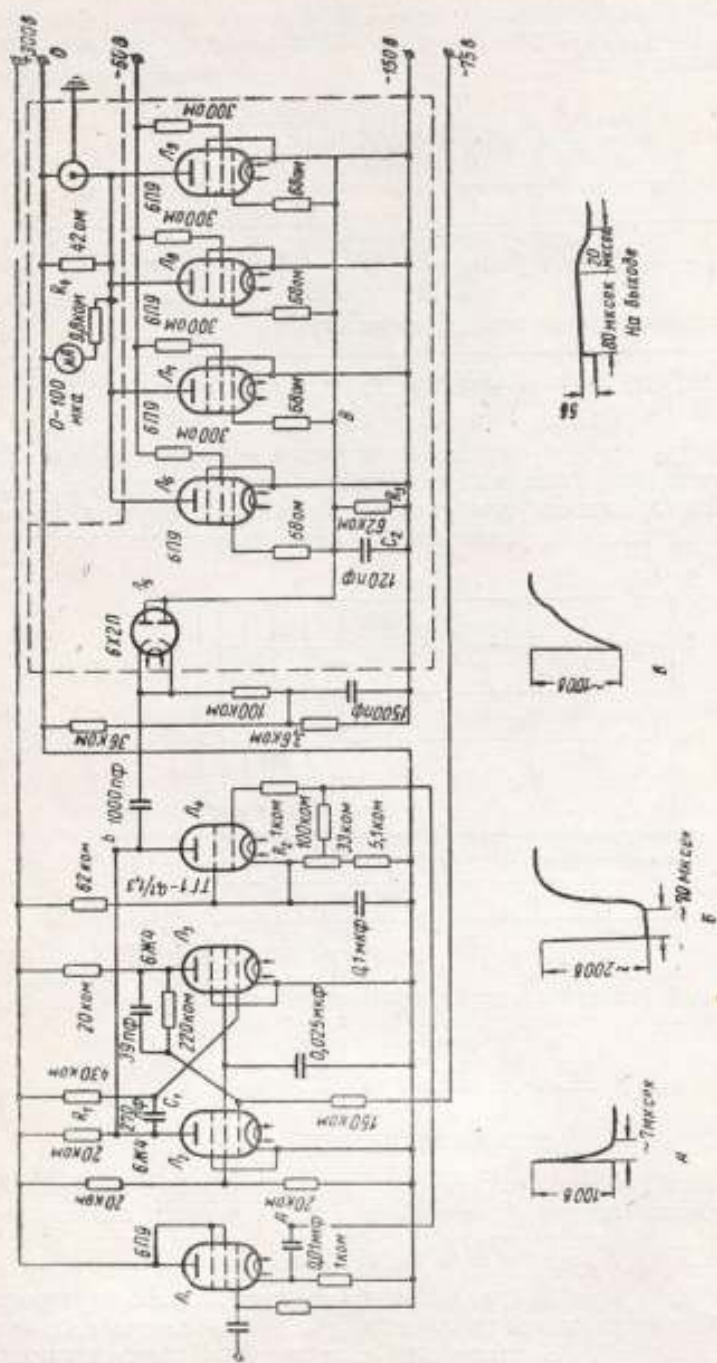


Рис. 4. Принципиальная схема генератора

импульс, он загорается и схема опрокидывается во временно-устойчивое состояние. При этом на анодах ламп  $L_2$  и  $L_4$  появляется отрицательный импульс. Длительность его переднего фронта определяется временем нарастания тока в тиратроне и составляет около 0,1 мксек. Лампы  $L_2$  и  $L_3$ , «продолжая» импульс, удерживают анод тиратрона при низком напряжении и тем предотвращают его повторное зажигание. Продолжительность импульса, определяемая постоянной времени  $R_1C_1$ , составляет около 80 мксек.

Тип применяемого тиратрона и его режим выбраны из условия получения наиболее крутого фронта импульса, получаемого со спусковой схемы. По имеющимся в литературе [10], [11] сведениям, время нарастания уменьшается при увеличении анодного напряжения. При изменении смещения (точнее, превышения поджигающего напряжения над критическим) меняется в основном время задержки, время же нарастания остается практически неизменным.

На основании этих данных для питания спусковой схемы применено наибольшее для ламп 6Ж4 анодное напряжение (300 в). Напряжение смещения в цепи сетки тиратрона можно менять потенциометром  $R_2$ . Время нарастания при этом не меняется, а возможность изменения в небольших пределах времени задержки полезна при наблюдении переднего фронта на осциллографе.

В схеме испытаны четыре типа тиратронов: ТГ1-0,1/0,3; ТГ1-0,1/1,3; ТГ3-0,1/1,3; ТГ1-3/1. Первый дает заметно более пологий фронт, чем все остальные, для которых получены практически одинаковые результаты.

Во время паузы диод 6Х2П ( $L_5$ ) закрыт напряжением смещения. Когда напряжение импульса компенсирует напряжение смещения, диод открывается и происходит быстрый заряд емкости  $C_2$ , через внутреннее сопротивление диода. По окончании импульса диод запирается и емкость  $C_2$  медленно разряжается через сопротивление  $R_3$ . Таким образом, на сетке выходного каскада  $L_6-L_9$  получается отрицательный импульс с относительно крутым передним и пологим задним фронтом.

Для получения малой постоянной времени заряда внутреннее сопротивление диода и емкость  $C_2$  должны быть по возможности малы. Однако при этом емкость  $C_2$  должна быть значительно больше емкости диода, чтобы при закрытом диоде не получался емкостный делитель, допускающий заметное пролезание импульсного напряжения на сетку выходного каскада.

Во время паузы напряжение между сеткой и катодом выходного каскада равно нулю. Анодный ток, протекающий через сопротивление нагрузки  $R_4$ , создает на нем отрицательное напряжение порядка 5 в.

Отрицательный импульс, размах которого на много превышает расчетной сеточной характеристики, запирает лампы  $L_6-L_9$  за время, близкое к 0,01 мксек.

По условиям поверки измерителей помех и для получения возможности просматривания импульса на осциллографе без усилителя напряжение импульса должно составлять несколько вольт. Для создания такого напряжения на малой анодной нагрузке в последнем каскаде поставлено четыре лампы 6П9 параллельно. При этом суммируются не только токи ламп, но также их входные и выходные емкости. Увеличение входной емкости не имеет значения, так как емкость на входе ставится по схеме. Выходная емкость при  $R_4 = 42$  ом несколько ухудшает фронт выходного импульса, но с этим приходится мириться.

Заземление плюса анодного напряжения позволяет снимать выходное напряжение непосредственно с анодной нагрузки, что облегчает получение импульса без существенных колебаний на вершине.

Напряжение выходных импульсов равно напряжению, выделяющемуся на  $R_4$  во время пауз, а это в свою очередь при неизменном экранном

напряжении равно постоянному напряжению на  $R_4$  при отсутствии запускающих импульсов. Таким образом, измерение напряжения импульсов сводится к измерению постоянного напряжения на анодной нагрузке при снятии запускающего напряжения. Напряжение измеряется прибором постоянного тока класса 1.

Из конструктивных особенностей следует отметить разделение экраном катодной и анодной цепей диода  $J_5$ , которое необходимо для уменьшения пролезания напряжения импульса через емкость между анодной и катодной цепями.

#### РАСЧЕТ КРИВОЙ НАРАСТАНИЯ ПЕРЕДНЕГО ФРОНТА

Поскольку фронт импульса имеет конечную длительность, при определении спектральной плотности по формуле для идеального скачка получается некоторая систематическая погрешность. Желательно установить достаточно простой критерий для ее оценки по осциллограмме импульса. Для этого нужно сделать полный расчет спектра импульса. Однако при использовании осциллографа ИО-4 не удастся получить достаточно детального и точного изображения переднего фронта, необходимого для этого расчета. Поэтому кривая нарастания переднего фронта была получена также расчетным путем.

При расчете исходим из крутизны  $\frac{E}{B}$  линейной части переднего фронта импульса, получаемого на аноде тиратрона. Крутизна фронта легко определяется по осциллографу, так как импульс имеет большое напряжение.

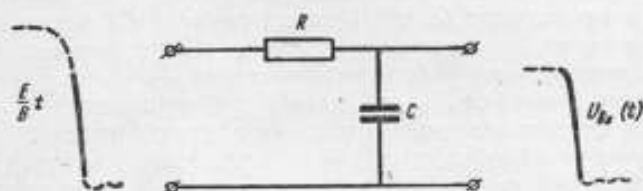


Рис. 5. Эквивалентная схема ограничителя для случая, когда диод открыт

Сначала определим, как нарастает напряжение  $U_{ax}$  на сетке оконечного каскада после отпираания диода  $J_5$ . Эквивалентная схема переходной цепи для процесса нарастания напряжения показана на рис. 5. Внутреннее сопротивление  $R$  диода принято постоянным; емкость  $C = C_2 + C_{ax}$  ( $C_{ax}$  — входная емкость каскада);  $R_3$  опущено, так как  $R_3 \gg R$ .

Для определения  $U_{ax}(t)$  применим интеграл Дюамеля:

$$U_{ax}(t) = e(0)a(t) + \int_0^t a(\tau)e'(t-\tau)d\tau,$$

где  $e(t) = \frac{E}{B}t$  — напряжение на входе цепи (полярность не учитываем);

$a(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}}$  — напряжение, которое получается на выходе этой цепи под действием единичного толчка,  $\tau_c = RC$ .

$$U_{ax}(t) = \int_0^t \left(1 - e^{-\frac{t-\tau}{\tau_c}}\right) \frac{E}{B} d\tau = \frac{E}{B} \left[ t - \tau_c \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}}\right) \right].$$

Зная закон нарастания напряжения на сетке и форму сеточной характеристики оконечного каскада, можно определить закон нарастания тока в анодной цепи.



Сеточная характеристика лампы 6П9 хорошо аппроксимируется квадратичной параболой.

Для выбранных на рис. 6 координат

$$i = aU_{ax}^2 + bU_{ax}, \quad (3)$$

где

$$a = -\frac{i_{max}}{U_{om}^2}; \quad b = \frac{2i_{max}}{U_{om}}$$

( $U_{om}$  — напряжение отсечки;  $i_{max}$  — максимальный ток).

На графике сплошной линией показана кривая из справочника; точки рассчитаны по формуле (3).

Подставив в уравнение (3) выражение для  $U_{ax}(t)$ , получим

$$i(t) = a \left( \frac{E}{B} \right)^2 \left[ t - \tau_c \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right) \right]^2 + b \frac{E}{B} \left[ t - \tau_c \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right) \right] \quad (4)$$

для  $0 < t < t_{om}$ .

Время отсечки  $t_{om}$  приходится определять из уравнения для  $U_{ax}(t)$  графическим путем или подбором, так как уравнение это трансцендентное.

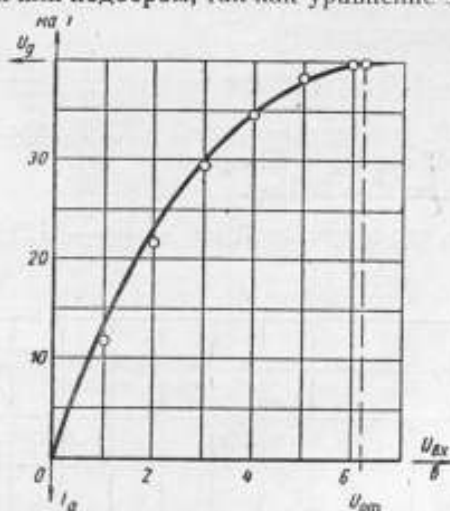


Рис. 6. Аппроксимация сеточной характеристики выходной лампы. Лампа 6П9;  $U_a = 100$  в;  $U_g = 300$  в

Для определения выходного напряжения опять применим интеграл Дюамеля в такой форме:

$$U_{вых}(t) = \int_0^t a'(t-\tau) i(\tau) d\tau,$$

где  $a(t) = R_a(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}})$  — напряжение на анодной нагрузке  $R_a$  от единичного скачка тока;

$\tau_a = R_a C_a$  — постоянная времени анодной цепи;

$i(t)$  — анодный ток, определяемый уравнением (4).

$$a'(t) = \frac{R_a}{\tau_a} e^{-\frac{t}{\tau_a}}; \quad a'(t-\tau) = \frac{R_a}{\tau_a} e^{-\frac{t-\tau}{\tau_a}};$$

$$U_{вых}(t) = \int_0^t \frac{R_a}{\tau_a} e^{-\frac{t-\tau}{\tau_a}} \left\{ a \left( \frac{E}{B} \right)^2 \left[ \tau - \tau_c \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_c}} \right) \right]^2 + b \frac{E}{B} \left[ \tau - \tau_c \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_c}} \right) \right] \right\} d\tau.$$

Взяв интеграл, получим

$$U_{max}(t) = R_a \left\{ a \left( \frac{E}{B} \right)^2 \left[ t^2 - 2t(\tau_a + \tau_c) + (2\tau_a^2 + 2\tau_c\tau_a + \tau_c^2)(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) + \frac{2t\tau_c^2}{\tau_c - \tau_a} e^{-\frac{t}{\tau_c}} - \frac{2\tau_c^4}{(\tau_c - \tau_a)^2} \left( e^{-\frac{t}{\tau_c}} - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right) + \frac{\tau_c^3}{\tau_c - 2\tau_a} \left( e^{-\frac{2t}{\tau_c}} - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right) \right] + b \frac{E}{B} \left[ t - (\tau_a + \tau_c) (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) + \frac{\tau_c^2}{\tau_c - \tau_a} \left( e^{-\frac{t}{\tau_c}} - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

для  $0 < t < t_{om}$ .

Для  $t > t_{om}$

$$U_{max}(t) = [U_{уст} - U(t_{om})] \left( 1 - e^{-\frac{t-t_{om}}{\tau_a}} \right) + U(t_{om}),$$

где  $U_{уст} = i_{max} R_a$  — установившееся напряжение импульса.

$U(t_{om})$  определяется из (5) при  $t = t_{om}$ .

На рис. 7 показаны кривые нарастания выходного напряжения, вычисленные при следующих данных:

Кривая 1.  $i_{max} = 150$  ма (четыре 6П9);  $\frac{E}{B} = \frac{8}{3} 10^9$  в/сек;

$U_{om} = 6,2$  в;  $R = 200$  ом (две половины 6Х2П параллельно);  
 $C = 100$  пф;  $R_a = 42$  ом,  $C_a = 50$  пф.

Кривая 2. То же, но  $C = 200$  пф.

Кривая 3. То же, что и кривая 1, но  $\frac{E}{B} = \frac{4}{3} 10^9$  в/сек.

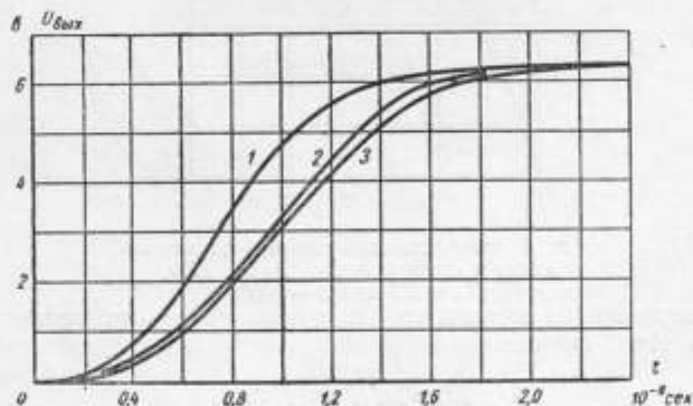


Рис. 7. Кривые нарастания выходного напряжения при различных условиях

Графическое определение формы переднего фронта методом постоянной подкасающей [3] дает такие же результаты с точностью до погрешности построения.

#### РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ВЫХОДНОГО ИМПУЛЬСА

Проверка измерителя помех производится так, что импульс поступает на его вход после того, как затухает процесс, вызванный в приборе предыдущим импульсом. Поэтому при расчете спектра можно рассматривать одиночный импульс.

Спектральная плотность одиночного импульса  $U(t)$ .

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Если для переднего фронта вместо  $U(t)$  подставить выражение (5), то при интегрировании получится очень громоздкие выкладки. Поэтому лучше аппроксимировать кривую переднего фронта более простыми функциями, например:

$$U(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_1 \\ a(t-t_1)^2 & \text{при } t_1 < t < t_2 \\ bt+c & \text{при } t_2 < t < t_3 \\ U_{\text{уст}} - U' e^{-\frac{t-t_3}{\tau_a}} & \text{при } t_3 < t < t_n \end{cases}$$

Если взять для кривой  $I$  (рис. 7)  $t_1 = 0,1 \cdot 10^{-8}$  сек.,  $t_2 = 0,6 \cdot 10^{-8}$  сек.,  $t_3 = 0,9 \cdot 10^{-8}$  сек., то при  $a = 7,56 \cdot 10^{16}$  в/сек<sup>2</sup>,  $b = 7,36 \cdot 10^8$  в/сек,  $c = -2,53$  в,  $U_{\text{уст}} = 6,3$  в,  $U' = 2,2$  в, полученная кривая (рис. 8) отличается от точной на 1,3%  $U_{\text{уст}}$ .

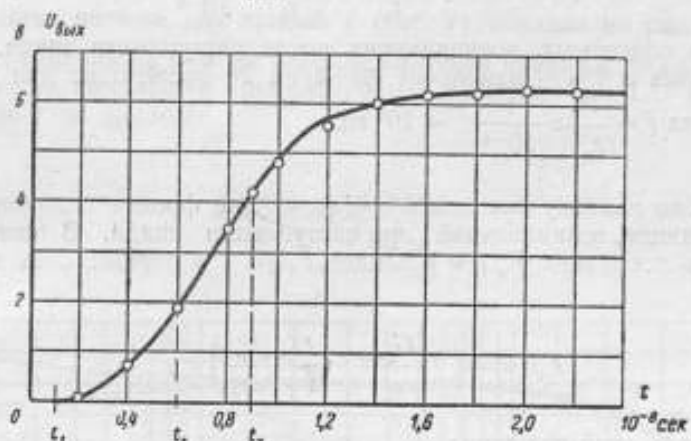


Рис. 8. Аппроксимация кривой нарастания выходного напряжения  
Точками показана исходная кривая

Что касается спада, примем, что он происходит по экспоненте

$$U(t) = U_{\text{уст}} e^{-\frac{t-t_3}{\tau_p}}; \quad \tau_p = 10 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Подставив эти выражения, получим

$$F(j\omega) = \int_{t_1}^{t_2} a(t-t_1)^2 e^{-j\omega t} dt + \int_{t_2}^{t_3} (bt+c) e^{-j\omega t} dt + \\ + \int_{t_3}^{t_n} (U_{\text{уст}} - U' e^{-\frac{t-t_3}{\tau_a}}) e^{-j\omega t} dt + \int_{t_n}^{\infty} U_{\text{уст}} e^{-\frac{t-t_3}{\tau_p}} e^{-j\omega t} dt.$$

Разобьем для удобства этот интеграл на слагаемые:

$$F(j\omega) = F_1(j\omega) + F_2(j\omega) + F_3(j\omega) + F_4(j\omega);$$

$$F_1(j\omega) = \int_{t_1}^{t_2} a(t-t_1)^2 e^{-j\omega t} dt = \frac{a}{\omega} \left\{ e^{-j\omega t_2} \left[ j(t_2-t_1)^2 + \frac{2}{\omega}(t_2-t_1) - \frac{2}{\omega^2} \right] + \right. \\ \left. + \frac{2j}{\omega^2} e^{-j\omega t_1} \right\};$$

$$F_2(j\omega) = \int_{t_2}^{t_3} (bt+c) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\omega} \left[ e^{-j\omega t_3} \left( jbt_3 + \frac{b}{\omega} + jc \right) - e^{-j\omega t_2} \left( jbt_2 + \frac{b}{\omega} + jc \right) \right];$$

$$F_3(j\omega) = \int_{t_0}^{t_2} \left( U_{ycm} - U' e^{-\frac{t-t_0}{\tau_a}} \right) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\omega} \left( j U_{ycm} e^{-j\omega t_0} + \right. \\ \left. + \frac{U' \tau_a \omega}{1 + j\omega \tau_a} e^{-\frac{t_2-t_0}{\tau_a} - j\omega t_2} - j\omega t_2 - j U_{ycm} e^{-j\omega t_2} - \frac{U' \tau_a \omega}{1 + j\omega \tau_a} e^{-j\omega t_0} \right); \\ F_4(j\omega) = \int_{t_2}^{\infty} U_{ycm} e^{-\frac{t-t_2}{\tau_p}} e^{-j\omega t} dt = \frac{U_{ycm} \tau_p}{1 + j\omega \tau_p} e^{-j\omega t_2}.$$

Слагаемые, обязанные своим происхождением переднему фронту, имеют «медленно» меняющуюся с частотой фазу; так, для вектора  $e^{-j\omega t_2}$  имеем  $\omega t_2 = 2\pi$  при  $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{t_2}$ ,  $f = \frac{1}{t_2} \approx \frac{1}{10^{-8}} = 100 \cdot 10^6$  гц.

Фаза слагаемых, возникающих после наступления спада, меняется быстро: для  $e^{-j\omega t_2}$  изменение фазы на  $2\pi$  происходит при изменении частоты на  $f = \frac{1}{t_2} \approx \frac{1}{10^{-4}} = 10^4$  гц.

Удобно поэтому разделить составляющие фронта и дополнительные составляющие, возникающие при наступлении спада. В спектральную плотность последних  $F_c(j\omega)$  войдет  $F_4(j\omega)$  и первый член из  $F_3(j\omega)$ :

$$F_c(j\omega) = \left( j \frac{U_{ycm}}{\omega} + \frac{U_{ycm} \tau_p}{1 + j\omega \tau_p} \right) e^{-j\omega t_0}.$$

Модуль этой величины

$$\Phi_c(\omega) = \frac{U_{ycm}}{\omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}}$$

равен модулю спектральной плотности спада.

Спектральная плотность фронта

$$F_\phi(j\omega) = F_1(j\omega) + F_2(j\omega) + F_{3\phi}(j\omega),$$

$$\text{где } F_{3\phi}(j\omega) = \frac{1}{\omega} \left[ -j U_{ycm} e^{-j\omega t_2} - \frac{U' \tau_a \omega}{1 + j\omega \tau_a} e^{-j\omega t_2} \right].$$

Для определения модуля спектральной плотности после подстановки в  $F_\phi(j\omega)$  значений  $F_1(j\omega)$ ,  $F_2(j\omega)$  и  $F_{3\phi}(j\omega)$  переходим от показательной формы к тригонометрической и получаем выражение для спектральной плотности в виде

$$F_\phi(j\omega) = \frac{1}{\omega} (A + jB).$$

Модуль этого выражения

$$\Phi_\phi(\omega) = \frac{1}{\omega} \sqrt{A^2 + B^2}.$$



Для идеального скачка напряжения величиной  $U_{уст}$

$$\Phi_{ск}(\omega) = \frac{U_{уст}}{\omega}$$

Отношение модулей спектральной плотности

$$\frac{\Phi_{\phi}(\omega)}{\Phi_{ск}(\omega)} = \frac{\sqrt{A^2+B^2}}{U_{уст}}, \quad \frac{[\Phi_{\phi}(\omega)]\omega}{U_{уст}} = \frac{\sqrt{A^2+B^2}}{U_{уст}}$$

дает возможность оценить систематическую ошибку из-за неидеальности фронта.

Результат расчета для кривой 1 (рис. 7) показан на рис. 9.

Для сравнения на том же графике нанесена кривая 2 для спектральной плотности импульса с прямолинейным фронтом  $\tau_{\phi} = 1,1 \cdot 10^{-8}$  сек., рассчитанной по формуле

$$\frac{[\Phi(\omega)]\omega}{E} = \frac{\sin \pi f \tau_{\phi}}{\pi f \tau_{\phi}} \quad (6)$$

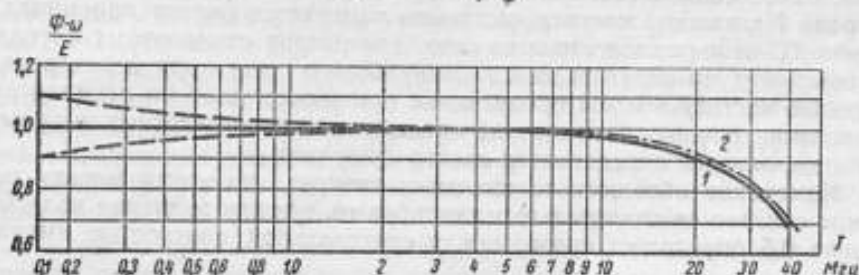


Рис. 9. Спектральная плотность выходного импульса

Для значений, отличающихся от единицы не больше чем на 20%, ход кривых очень сходен. При  $\tau_{\phi} = 1,15 \cdot 10^{-8}$  сек. кривые практически совпадают. Для нашего фронта примерно такая длительность получается, если его измерять от уровня 0,65 до уровня 0,95. Поэтому для оценки величины спада кривой спектральной плотности можно измерять длительность фронта, ориентируясь на эти уровни, и затем пользоваться зависимостью (6) для линейного фронта. (Как показывает расчет, наличие небольшого — порядка 10% — выброса на вершине импульса мало влияет на спектр при  $\pi f \tau_{\phi} < 1,1$ ).

На графике рис. 9 показана также сумма  $\frac{[\Phi_{\phi}(\omega)]\omega}{U_{уст}}$  и  $\frac{[\Phi_{\phi}(\omega)]\omega}{U_{уст}}$  в виде линий максимумов и минимумов (штриховые линии), хотя такое суммирование для измерителей помех, имеющих полосу пропускания 9 кГц (по уровню 0,5), надо считать условным, так как фронт и спад разнесены во времени, и процесс, вызванный спадом, будет накладываться на «хвост» основного колебательного импульса на выходе УПЧ. Этот отклик, вызванный спадом, соответственно невелик и не имеет значения, поскольку проверка на низких частотах следования (менее 100 кГц) не производится, и напряжение на нагрузке квазипикового детектора всегда больше чем 20% от максимального напряжения отклика.

Осциллограммы импульса и переднего фронта (рис. 10) получены на осциллографе ИО-4.

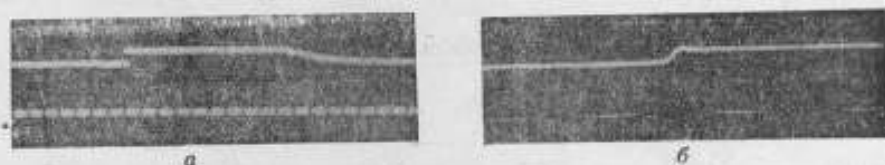


Рис. 10. Осциллограммы импульса  
а—период меток 10 мксек; б—период меток 0,1 мксек

Усилитель осциллографа не использовался; для уменьшения влияния паразитных параметров входных цепей осциллографа импульс подавался на пластины не с передней панели, а непосредственно на панель электронно-лучевой трубки, причем сигнальный провод, идущий к клемме «Потенциал» передней панели, отсоединялся.

Кроме осциллографирования импульса производилось также измерение его спектра.

В литературе [9] приводится следующий метод измерения спектра. Импульсный генератор присоединяется ко входу измерительного приемника; напряжение с последнего контура его усилителя подается на осциллограф. На каждой частоте настройки измеряется полоса приемника на уровне 0,5 и выходное напряжение генератора стандартных сигналов, который, будучи включен вместо импульсного генератора и настроен на среднюю частоту полосы пропускания приемника, дает на осциллографе отклонение, равное по амплитуде максимуму высокочастотных импульсов. По этим данным определяется спектр импульса.

Измерение абсолютного значения спектра по этому методу неизбежно связано со значительными ошибками, так как значение полосы на уровне 0,5 определяет связь между спектральной плотностью импульса

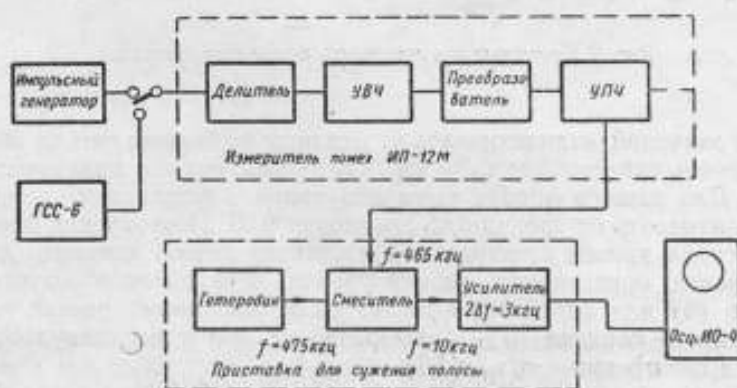


Рис. 11. Блок-схема установки для измерения спектра

и максимумом переходного процесса на выходе усилителя (УПЧ) приемника лишь весьма приближенно.

Измерение абсолютного значения спектра по отклику и интегральной полосе приемника [8] также дает только порядок величины. Поэтому целесообразно воспользоваться тем обстоятельством, что повторяющиеся импульсы имеют линейчатый спектр. Если взять достаточно большую частоту следования для того, чтобы увеличить частотный интервал между гармониками, и достаточно узкополосный приемник, то можно выделить и измерить каждую гармонику в отдельности. Тогда из-

мерение спектральной плотности сводится к измерению частоты и синусоидального напряжения, т. е. к анализу гармоник.

С точки зрения измерения гармоник желательна возможно более высокая частота следования импульсов; однако она ограничивается свойствами схемы. Нами была выбрана частота следования 5000 гц. Поскольку параметры схемы подобраны для частот следования до 3000 гц, при работе на частоте 5000 гц в схеме производились некоторые изменения: при помощи цепи  $R_1C_1$  длительность импульса уменьшалась до 50 мксек. и величина сопротивления  $R_3$  уменьшалась втрое (для получения того же соотношения между длительностью паузы и постоянной времени разряда  $R_3C_2$ , которое получается при основной рабочей частоте следования 2000 гц). Длительность спада уменьшается при этом до 10 мксек. Смещение на катоде диода  $L_5$ , которое при частоте следования выше 3000 гц уже не остается постоянным, подбиралось оптимальным с точки зрения крутизны фронта. Неизменность формы переднего фронта контролировалась по осциллографу. Тиратрон на частоте 5 кгц (и, по-видимому, до частоты 10 кгц) работает еще устойчиво.

В качестве узкополосного приемника применялся измеритель помех, дополненный приставкой для сужения полосы пропускания (блок-схема, рис. 11). В приставке напряжение частоты 465 кгц, снимаемое с УПЧ измерителя помех, преобразуется в напряжение частоты 10 кгц. Это напряжение подается на усилитель с расстроенной парой контуров; полоса пропускания усилителя 3 кгц на уровне 0,5; при расстройке на 5 кгц усиление составляет около 5% от усиления на частоте настройки. Применение более узкой полосы нежелательно по соображениям устойчивости работы на высоких частотах; что касается боковых частот из-за недостаточного подавления при расстройке 5 кгц, то их влияние, выражающееся в модуляции сигнала, может быть учтено при измерении с помощью осциллографа. Измеритель помех питается от батарейной приставки для повышения устойчивости работы его гетеродина.

Измерение производится следующим образом. С импульсного генератора на вход измерителя помех подаются импульсы с частотой следования 5000 гц. Измеритель помех настраивается на гармонику по осциллографу, и на экране последнего отмечается амплитуда синусоиды. Затем импульсный генератор замещается ГСС-6 и выходное напряжение ГСС-6 изменяется до получения прежней амплитуды на экране осциллографа.

Спектральная плотность одиночного импульса связана с коэффициентами комплексной формы ряда Фурье соотношением

$$S = C_k T,$$

где  $S$  — спектральная плотность одиночного импульса;

$C_k$  — коэффициент для  $k$ -й гармоники при повторяющихся импульсах;

$T$  — период повторения.

Действительная амплитуда гармоники

$$A_k = 2|C_k| = 2 \frac{|S|}{T} = 2|S|F_{ca}$$

( $F_{ca}$  — частота следования импульсов);

$$\Phi = |S| = \frac{A_k}{2F_{ca}} = \frac{U\sqrt{2}}{2F_{ca}},$$

где  $U$  — эффективное значение гармоники.

Отношение измеряемого спектра к спектру идеального скачка той же амплитуды, что импульс

$$\frac{\Phi}{\Phi_{ск}} = \frac{\Phi}{E} = \frac{\pi f U \sqrt{2}}{E F_{сч}} \quad (7)$$

где  $f$  — частота настройки приемника, отсчитываемая по ГСС-6;  
 $U$  — напряжение, снимаемое с ГСС-6;  
 $E$  — напряжение импульса.

Поскольку ГСС-6 имеет значительную погрешность по выходному напряжению на высоких частотах, для частот выше 10 МГц учитывалась его систематическая погрешность; начальный уровень измерялся образцовым компенсационным вольтметром ОКВ-2, делитель поверялся с помощью измерительного приемника ИП-1 (завода «Эталон»).

На рис. 12 сплошной линией показана зависимость спектра от частоты, рассчитанная по формуле (6) для величины  $\tau_{\phi} = 0,01 \cdot 10^{-6}$  сек.,



Рис. 12. Результаты измерения спектра импульса

полученной при оценке по осциллографу; точками показаны результаты измерений по гармоникам, рассчитанные по формуле (7).

Штрихами проведены линии минимумов и максимумов, взятые с рис. 9. При измерении по гармоникам, как и следует ожидать, спектры фронта и спада суммируются из-за узкой полосы приемника; измеренные значения минимумов и максимумов показаны крестиками.

Несмотря на то, что при измерениях использовался укороченный (порядка 10 мксек) спад, его спектр не превосходит расчетного, полученного в предположении экспоненциальной формы спада (последняя связана с разрывом в производной и, следовательно, с более широким спектром; форма реального спада ближе к колокольной). Поскольку применяемый для проверки измерителей помех импульс имеет более длительный спад (см. рис. 10), спектр его спада будет еще меньше и не будет иметь значения из-за разновременности откликов от фронта и спада. Спектр фронта на низких частотах должен иметь значения, средние между точками минимумов и максимумов.

Учитывая точность произведенных измерений, можно считать, что результаты измерений и расчета сходятся удовлетворительно.

## ВЫВОДЫ

1. При определении спектральной плотности по данным измерений параметров импульса как функции времени спектральная плотность импульса с крутым передним фронтом может быть определена точнее, чем спектральная плотность короткого импульса.

2. Для рассмотренной схемы генератора спектр можно вычислять по формуле (1) для импульса с линейным фронтом, если за длительность фронта принимать время нарастания напряжения от уровня 0,05 до уровня 0,95.



3. Измерение абсолютного значения спектральной плотности импульса существенно упрощается путем сведения его к измерению гармоник.

4. Приведенная схема импульсного генератора пригодна для проверки измерителей помех в диапазоне 0,16—20 Мгц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гольдман С. Гармонический анализ, модуляция и шумы, ИЛ, М., 1951.
2. Измеритель радиопомех типа ИМ-12М. Краткое описание и инструкция, ЦИПР МЭП, 1953.
3. Ицхоки Я. С. Импульсная техника, «Советское радио», 1949.
4. Методические указания № 153 по проверке измерителей помех типа ИП-12М. Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, М., 1957.
5. Разработка методики и аппаратуры для проверки измерителей помех в диапазоне до 20 Мгц. Отчет по теме 012, ВНИИФТРИ, 1955.
6. Харкевич А. А. Спектры и анализ, ГИТТЛ, М., 1953.
7. Эдмор В. и Сендс М. Электроника в ядерной физике, ИЛ, М., 1953.
8. Fowler C. S. Narrow-pulse Generator for calibrating Noise-Measuring sets. *Wireless Eng.*, 1950, vol. 27, № 325—326, October—November.
9. Draft specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0.15 Mc/s to 25 Mc/s. CISPR (SC/B) 301, 1955, October.
10. Knight H. B. Hot-cathode Thyratrons: practical studies of characteristics. *PIEE*, 1949, vol. 26, № 43, pp. 361—378.
11. Webster E. W. Note on the Ionisation Time of an Argon-filled Relay Ioun. *of Sci. Instr.*, 1947, vol. 24, № 11.

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПОМЕХ

Проверка измерителей радиопомех по синусоидальному напряжению недостаточна, так как она не позволяет достаточно полно контролировать свойства прибора, определяющие его показания при измерении промышленных помех.

В настоящее время считается [2], что качество измерителей помех лучше всего определять по его реакции на импульсы с известным спектром и частотой следования, поскольку промышленные помехи носят в основном импульсный характер.

К импульсному напряжению, предназначенному для проверки выпускаемых сейчас измерителей помех, следует предъявлять следующие требования:

1. Частота следования импульсов должна изменяться в пределах от нескольких десятков до нескольких тысяч герц.

2. В диапазоне частот прибора должно быть известно с достаточной точностью абсолютное значение спектральной плотности импульса.

Определение спектральной плотности с необходимой точностью практически возможно лишь для начальных участков спектров импульсов, что требует применения весьма быстрых процессов с широким спектром. Для перекрытия диапазона УКВ измерителей помех нужен короткий импульс (или фронт «скачка») с длительностью порядка  $10^{-10}$  сек. при достаточном диапазоне частот следования. Получение таких напряжений пока связано со значительными трудностями.

Эти трудности можно обойти, если использовать то обстоятельство, что при испытании измерителя помех нет необходимости перекрывать одновременно весь диапазон частот прибора. Действительно, при воздействии импульса помехи на прибор отклик его усилителя определится выражением

$$u(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) K(\omega) \cos[\omega t + \psi(\omega) + \varphi(\omega)] d\omega,$$

где

$S(\omega)$  и  $\psi(\omega)$  — соответственно модуль и фаза спектральной плотности входного импульса;

$K(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  — модуль и фаза коэффициента передачи усилителя.

Практически в полосе пропускания от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ , где  $K(\omega)$  не становится пренебрежимо малым, спектральная плотность не изменяется, поэтому

$$u(t) = S(\omega_0) \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) \cos[\omega t + \varphi(\omega)] d\omega = S(\omega_0) g(t),$$

где

$S(\omega_0)$  — модуль спектральной плотности в полосе пропускания;  
 $g(t)$  — временная (импульсная) характеристика усилителя.

Отсюда следует, что спектральная плотность должна быть определена только в полосе пропускания и сама по себе форма импульса помехи или испытательного импульса не имеет значения. Для проверки прибора на какой-нибудь частоте необходимо по существу участок спектра, который заведомо перекрывает полосу пропускания. Поэтому вместо видеопульса можно применить радиопульс. Спектр последнего, как известно, «группируется» около частоты несущей и его можно переносить в нужный участок диапазона изменением этой частоты. Поскольку спектр при этом может быть относительно узким, требования к форме импульса получаются умеренные, что облегчает получение нужного сигнала.

Наиболее удобной формой радиопульса является импульс с крутым фронтом («скачок»). Измерение его спектральной плотности сводится к измерению амплитуды импульса и к измерению разности между несущей и «рабочей» частотой; в отношении длительности фронта должно выполняться только неравенство. С точки зрения измерения амплитуды импульса выгодно применять «негативную модуляцию», при которой сигнал представляет собой синусоидальное колебание, прерываемое относительно узкими «вырезами», один из фронтов которых крутой, а другой пологий. При изменении частоты следования длительность «вырезов» не изменяется, так что на низких частотах следования условия измерения амплитуды не ухудшаются, а улучшаются.

Экспериментальная проверка возможности применения радиопульсов проведена на частотах 16—20 Мгц. В макете для формирования радиопульсов применялась перестройка контура, на котором выделяется радиопульс: при измерении амплитуды контур настраивается на частоту несущей, а при использовании определенного участка спектра — на соответствующую частоту в этом участке.

Применимость приближенной формулы

$$\Phi = \frac{A}{2 |\omega - \omega_n|}$$

( $A$  — амплитуда импульса,  $\omega_n$  — частота несущей) для определения модуля спектральной плотности радиопульса проверялась двумя способами:

1. Измерение абсолютного значения спектральной плотности сводилось к измерению гармоник спектра повторяющихся импульсов. Расхождение между результатами измерения и расчета находится в пределах погрешности измерений, которая составляет около 7%.

2. Спектральная плотность радиопульса сравнивалась с известной спектральной плотностью видеопульса при помощи измерителя помех, примененного в качестве индикатора. Данные измерения и расчета отличаются менее чем на 5%.

Таким образом, результаты предварительных экспериментов на низких частотах, где имеются наибольшие принципиальные трудности, показывают, что применение радиопульсов может оказаться целесообразным для проверки измерителей помех в диапазоне частот выше 20 Мгц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Котельников В. А. и Николаев А. М. Основы радиотехники, ч. 1, Госиздат литературы по вопросам связи и радио, М., 1950.
2. Draft specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0,15 Mc/s to 25 Mc/s. CISPR (SC/B) 301, 1955, October.

## ОБ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ ВОЛНОВОДНЫМИ МЕТОДАМИ

Магнитодиэлектрики, т. е. материалы, обладающие как магнитными, так и диэлектрическими свойствами, находят широкое применение в технике сверхвысоких частот (в различного рода поглощающих насадках, магнитодиэлектрических антеннах, в качестве антилокационных покрытий и т. д.)\*. Поэтому измерению параметров магнитодиэлектриков уделяется большое внимание.

По способу осуществления методы измерения параметров магнитодиэлектриков принято подразделять на волноводный, резонаторный и оптический. Наиболее широкое применение получил известный волноводный метод короткого замыкания и холостого хода, предложенный Бирксом в 1948 г. [6].

Метод короткого замыкания и холостого хода заключается в двукратном измерении входного сопротивления волновода с образцом магнитодиэлектрика: один раз, когда образец непосредственно примыкает к короткозамыкающему поршню (режим короткого замыкания, рис. 1), другой раз, когда расстояние между образцом и поршнем составляет одну четверть длины волны в волноводе (режим холостого хода, рис. 2).

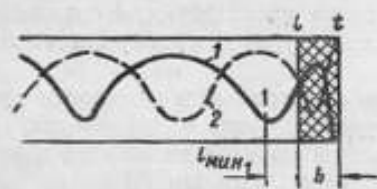


Рис. 1. Режим короткого замыкания

1 — электрическое поле;  
2 — магнитное поле

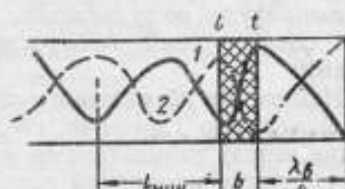


Рис. 2. Режим холостого хода

Резонаторный [5], [3] и оптический [11] методы измерения параметров магнитодиэлектриков пока не получили широкого применения.

При применении метода короткого замыкания и холостого хода обычно сталкиваются с двумя трудностями, отмеченными в литературе [10], [4]:

а) сложность расчетных формул, связывающих параметры магнитодиэлектрика с параметрами непосредственного измерения;

б) трудность осуществления режима холостого хода.

В настоящей работе рассматриваются способы устранения перечисленных трудностей.

\* Немангнитные ферриты характеризуются теми же параметрами, что и магнитодиэлектрики.



### МЕТОД КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ И ХОЛОСТОГО ХОДА

Вывод расчетных формул метода короткого замыкания и холостого хода производится с помощью известного уравнения длинной линии, связывающего сопротивление волновода в сечении  $l$  с сопротивлением волновода в сечении  $t$  (рис. 3)

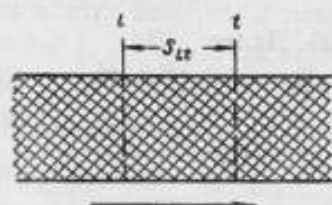


Рис. 3. Волновод, заполненный магнитоэлектрической средой

$$Z_l = Z_x \frac{Z_t + Z_x \operatorname{th} \gamma_x S_H}{Z_x + Z_t \operatorname{th} \gamma_x S_H} \quad (1)$$

Здесь  $Z_x$  — характеристическое сопротивление волновода, заполненного магнитоэлектрической средой, равное  $\frac{i\omega\mu^*}{\gamma_x}$  (для волны типа  $H$ );

$S_H$  — расстояние между сечениями (направление отчета расстояний показано на рис. 3);

$\mu^*$  — комплексная магнитная проницаемость среды;

$\gamma_x = \alpha_x + i\beta_x$  — комплексная постоянная распространения в магнитоэлектрической среде;

$\omega$  — круговая частота,  $i = \sqrt{-1}$ ;  $\beta_x = \frac{2\pi}{\lambda_M}$ ,

где  $\lambda_M$  — длина волны типа  $H$  в магнитоэлектрике.

В режиме короткого замыкания (рис. 1)  $Z_t = 0$ ,  $S_H = b$  ( $b$  — толщина магнитоэлектрика),  $Z_l = Z_1$  и, следовательно, согласно (1):

$$Z_1 = Z_x \operatorname{th} \gamma_x b. \quad (2)$$

В режиме холостого хода (рис. 2)  $Z_t = \infty$ ,  $Z_l = Z_2$  и

$$Z_2 = Z_x \operatorname{cth} \gamma_x b. \quad (3)$$

Разделив (2) на (3) и извлекая корень, найдем

$$\operatorname{th} \gamma_x b = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}. \quad (4)$$

Перемножая (2) и (3), извлекая корень и деля на  $Z_0$  характеристическое сопротивление пустого волновода, равное  $\frac{\omega\mu_0}{\beta_0}$  ( $\mu_0$  — проницаемость вакуума,

$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ ,  $\lambda_0$  — длина волны в волноводе), найдем

$$\frac{\mu^*}{\mu_0} = \mu' - i\mu'' = \frac{\gamma_x}{i\beta_0} \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{Z_0^2}} \quad (5)$$

или в несколько другой форме

$$\frac{\mu^*}{\mu_0} = \mu' - i\mu'' = \frac{\gamma_x}{i\beta_0} \frac{Z_1}{\operatorname{th} \gamma_x b}. \quad (5a)$$

Произведение комплексных магнитной  $\mu^*$  и диэлектрической  $\varepsilon^*$  проницаемостей, как известно, равно

$$\varepsilon^* \mu^* = \kappa^2 - \gamma_x^2, \quad (6)$$

где  $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda_c}$  ( $\lambda_c$  — критическая длина волны в волноводе; для волны  $H_{10}$   $\lambda_c = 2a$ , где  $a$  — размер широкой стенки волновода, и не зависит от заполнения волновода). Далее:

$$\varepsilon_0 \mu_0 = \kappa^2 + \beta_0^2 = \beta_{00}^2, \quad (7)$$

где  $\beta_{00} = \frac{2\pi}{\lambda}$  ( $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве,  $\varepsilon_0$  — проницаемость вакуума).

Разделив (6) на (7), получим

$$\frac{\varepsilon^*}{\varepsilon_0} = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \frac{1}{\mu' - i\mu''} \frac{\kappa^2 - \gamma_x^2}{\beta_{00}^2}, \quad (8)$$

Входные сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  определяются по формуле

$$Z_{1,2} = Z_0 \frac{K_{1,2} - i \operatorname{tg} \beta_0 l_{\min 1,2}}{1 - i K_{1,2} \operatorname{tg} \beta_0 l_{\min 1,2}}, \quad (9)$$

Здесь  $l_{\min}$  — расстояние от минимума стоячей волны до передней грани образца;

$K$  — коэффициент бегущей волны ( $K = \text{КСВН}^{-1}$ ).

Вывод формулы (9) приведен в приложении I.

Расчет параметров магнитодиэлектрика  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\varepsilon'$  и  $\varepsilon''$  производится в такой последовательности. Определив экспериментально  $l_{\min 1}$ ,  $l_{\min 2}$ ,

$K_1$  и  $K_2$ , вычисляют  $Z_1$  и  $Z_2$  по формуле (9). Затем, подставив  $Z_1$  и  $Z_2$  в (4), находят  $\operatorname{th} \gamma_x b$ . Величина  $\gamma_x$  определяется из уравнения (4) разными способами. Один из них заключается в следующем. Представив правую часть (4) в виде  $T e^{i\tau}$ , можно показать, что комплексное уравнение (4) сведется к двум действительным:

$$\operatorname{tg} 2\beta_x b = \frac{2T}{1-T^2} \sin \tau; \quad \operatorname{th} 2\alpha_x b = \frac{2T}{1+T^2} \cos \tau,$$

которые позволяют определить величину  $\gamma_x = \alpha_x + i\beta_x$ . Затем, подставив  $\gamma_x$  в уравнение (5) и разделив действительные и мнимые части, получим  $\mu'$  и  $\mu''$ . Подставив найденные значения  $\gamma_x$ ,  $\mu'$  и  $\mu''$  в (8), получим  $\varepsilon'$  и  $\varepsilon''$ .

Подобный расчет долог и сложен. Поэтому представляется целесообразным, с одной стороны, выразить все расчетные формулы в вещественном виде (см. приложение II), с другой стороны, при некоторых упрощающих предположениях получить простые расчетные формулы, не содержащие комплексностей. Второй путь возможен в предположении, что магнитодиэлектрик обладает относительно малыми потерями (тангенс угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta_e = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$  и тангенс

угла магнитных потерь  $\operatorname{tg} \delta_\mu = \frac{\mu''}{\mu'}$  не превышают 0,1). В этом случае

КСВН в обоих режимах измерения настолько велики, что можно пренебречь квадратом обратной величины КСВН по сравнению с единицей ( $K^2 \ll 1$ ). По формуле (9) найдем, что в этом случае

$$Z_1 = K_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \beta_0 l_{\min 1}) - i \operatorname{tg} \beta_0 l_{\min 1}; \\ Z_2 = K_2 (1 + \operatorname{tg}^2 \beta_0 l_{\min 2}) - i \operatorname{tg} \beta_0 l_{\min 2}.$$

Подставив эти выражения в формулу (4) и разделив действительные и мнимые части, всюду пренебрегая квадратом  $K^2$ , получим

$$\operatorname{tg} \beta_x b = \pm \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2 \beta_0 l_{\text{мин}_1}}{\operatorname{tg}^2 \beta_0 l_{\text{мин}_2}}} \quad (10)$$

(знак перед радикалом противоположен знаку  $\operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}_1}$ ).

$$\operatorname{th} \alpha_x b = \frac{\sin 2\beta_x b}{2\beta_x b} \left\{ \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_2}} - \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_1}} \right\}. \quad (11)$$

Ввиду малости  $\alpha_x$  (малые потери) формулу (11) можно переписать в виде

$$\alpha_x = \beta_x \frac{\sin 2\beta_x b}{2\beta_x b} \left\{ \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_2}} - \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_1}} \right\}. \quad (12)$$

Подставив (12) в уравнение (5) и разделив действительные и мнимые части, найдем

$$\beta_x' = \mu = \frac{\beta_x}{\beta_0} \sqrt{-\operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}_1} \cdot \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}_2}} \quad (13)$$

или в несколько другой форме

$$\mu = -\frac{\beta_x}{\beta_0} \frac{\operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}_1}}{\operatorname{tg} \beta_x b}; \quad (13a)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \left\{ (1 + \Phi_\mu) \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_1}} + (1 - \Phi_\mu) \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_2}} \right\}. \quad (14)$$

Произведя аналогичную операцию с уравнением (8), найдем

$$\epsilon' = \epsilon = \frac{1}{\mu} \frac{x^2 + \beta_x^2}{\beta_0^2}; \quad (15)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = (1 - \Phi_\epsilon) \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_1}} + (1 + \Phi_\epsilon) \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}_2}}. \quad (16)$$

В формулах (14) и (16) применены обозначения

$$\Phi_\mu = \frac{\sin 2\beta_x b}{2\beta_x b};$$

$$\Phi_\epsilon = \frac{\beta^2 - x^2}{\beta^2 + x^2} \Phi_\mu = \left( 1 - \frac{2x^2}{\beta_0^2 \epsilon \mu} \right) \Phi_\mu.$$

Проверка формулы (16) приведена в приложении III.

Физический смысл подобного упрощения расчета заключается в пренебрежении влиянием магнитных и диэлектрических потерь на укорочение длины волны в магнитоэлектрике, в конечном счете — на значения  $l_{\text{мин}_1}$  и  $l_{\text{мин}_2}$ . Это позволяет «разделить» измерения, т. е. найти  $\epsilon$  и  $\mu$ , измерив только  $l_{\text{мин}_1}$  и  $l_{\text{мин}_2}$ . Для определения тангенсов углов потерь необходимо дополнительно измерить  $K_1$  и  $K_2$ .

Математический смысл проделанного упрощения расчетных формул заключается в пренебрежении величиной  $\left( \frac{\alpha_x}{\beta_x} \right)^2$  по сравнению с единицей.

Можно еще более упростить расчетные формулы, если предположить, что и  $(\beta_x b)^2 \ll 1$ , т. е. что толщина образца магнитоэлектрика много меньше длины волны в нем.

Согласно (IV.2) (см. приложение IV):

$$L_{\text{мин}} = \frac{\lambda_b}{2} - L_1 - b,$$

где  $L_1$  — смещение минимума стоячей волны в сторону образца в режиме короткого замыкания, и, следовательно:

$$\text{tg} \beta_0 L_{\text{мин}} = -\text{tg} \beta_0 (L_1 + b). \quad (17)$$

Подставляя выражение (17) в (13а) и полагая  $\text{tg} \beta_x b \approx \beta_x b$  и  $\text{tg} \beta_0 (L_1 + b) \approx \beta_0 (L_1 + b)$ , получим

$$\mu' = 1 + \frac{L_1}{b}. \quad (18)$$

Умножая (14) на  $\mu'$  и полагая  $\Phi_0 = \frac{\sin 2\beta_x b}{2\beta_x b} \approx 1$  и  $\sin 2\beta_0 L_{\text{мин}} \approx 2\beta_0 (L_1 + b)$ , получим

$$\mu'' = \frac{K_1}{\beta_0 b}. \quad (19)$$

Формулы (18) и (19) совпадают с формулами, выведенными для случая применения коаксиального волновода [8], [9].

Формула (15) для случая малой толщины образца преобразуется к виду

$$\varepsilon' = \left( 1 + \frac{L_2}{b} \right) \left( \frac{\beta_0}{\beta_{00}} \right)^2 \left( 1 + \frac{x^2}{\beta^2} \right)$$

или в форме, удобной для расчетов:

$$\varepsilon' = \left( 1 + \frac{L_2}{b} \right) \left( \frac{\beta_0}{\beta_{00}} \right)^2 \left[ 1 + \frac{x^2}{\beta_0^2 \left( 1 + \frac{L_1}{b} \right) \left( 1 + \frac{L_2}{b} \right)} \right]. \quad (20)$$

где  $L_2$  — смещение минимума стоячей волны в сторону образца в режиме холостого хода.

Для коаксиального волновода  $\lambda_c \rightarrow \infty$ ,  $x = 0$ ,  $\beta_0 = \beta_{00}$  и (20) переходит в

$$\varepsilon' = 1 + \frac{L_2}{b}. \quad (21)$$

Аналогичная формула приведена в работе [8].

Формула (16) после умножения на  $\varepsilon'$  примет вид:

$$\varepsilon'' = \frac{K_2}{\beta_0 b} \left[ 1 - \frac{x^2}{\beta_{00}^2 \varepsilon'} \left( 1 - \frac{K_1}{K_2} \frac{L_2 + b}{L_1 + b} \right) \right] \left( 1 + \frac{x^2}{\beta^2} \right) \left( \frac{\beta_0}{\beta_{00}} \right)^2$$

или в форме, удобной для расчетов:

$$\varepsilon'' = \frac{K_2}{\beta_0 b} \frac{1 - \frac{x^2}{\beta_{00}^2 \varepsilon'} \left( 1 - \frac{K_1}{K_2} \frac{L_2 + b}{L_1 + b} \right)}{\left( 1 - \frac{2x^2}{\beta_{00}^2 \varepsilon'} \right) \left( 1 + \frac{x^2}{\beta_0^2} \right)}. \quad (22)$$

При  $x \rightarrow 0$  (для коаксиального волновода)

$$\varepsilon'' = \frac{K_2}{\beta_0 b}. \quad (23)$$

Аналогичная формула приведена в [8].



Таким образом, для определения магнитных параметров  $\mu'$  и  $\mu''$  достаточно измерить  $I_{\min}$  и  $K$  только в режиме короткого замыкания, а для определения электрических параметров  $\epsilon'$  и  $\epsilon''$  (без учета поправки на конечность граничной длины волны в волноводе) — только в режиме холостого хода. Это разделение становится понятным из рассмотрения рис. 1 и 2. В режиме короткого замыкания тонкий образец попадает в пучность магнитного поля и узел электрического поля. Поэтому распределение стоячей волны будет определяться в основном магнитными свойствами образца. В режиме холостого хода тонкий образец попадает в пучность электрического и узел магнитного поля, поэтому распределение стоячей волны зависит от электрических свойств образца.

Как раньше указывалось, формулы (10) — (16) справедливы лишь для случая относительно малых потерь.

Можно показать, что погрешность при вычислении по этим приближенным формулам будет составлять величину порядка  $\text{tg}^2 \delta_e + \text{tg}^2 \delta_m$  (см. приложение V).

#### МЕТОД ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДСТАВКИ

Вторая трудность осуществления режима холостого хода заключается как в необходимости создать между образцом и коротким замыканием промежуток, точно равный четверти длины волны в волноводе, так и в том, что образец магнитодиэлектрика в таком положении легко может перекокситься, что приведет к большой погрешности измерения.

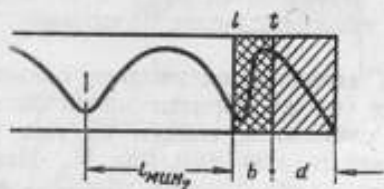


Рис. 4. Метод диэлектрической подставки

Для устранения этой трудности можно применить метод, названный нами методом диэлектрической подставки. Первое измерение по этому методу производится, как и ранее, в режиме короткого замыкания. При втором измерении воздушный промежуток между образцом магнитодиэлектрика и коротким замыканием заполняется твердым диэлектриком с известными параметрами  $\epsilon$  и  $\text{tg} \delta$  (рис. 4).

Пусть  $d$  — толщина диэлектрической подставки;

$\gamma = \alpha + i\beta$  — постоянная распространения в диэлектрике;

$Z_d = \frac{i\omega\mu_0}{\gamma}$  — характеристическое сопротивление волновода с диэлектриком.

Тогда по формуле (1) найдем (см. рис. 4), что

$$Z_t = Z_d \text{th} \gamma d. \quad (24)$$

Вторично применяя (1), получим, что

$$Z_2 = Z_1 = Z_x \frac{Z_d \cdot \text{th} \gamma d + Z_x \text{th} \gamma_x b}{Z_x + Z_d \cdot \text{th} \gamma d \text{th} \gamma_x b}. \quad (25)$$

Подставляя (24) в (25), найдем

$$Z_2 = Z_x \frac{Z_d \cdot \text{th} \gamma d + Z_1}{Z_x^2 + Z_d \cdot Z_1 \text{th} \gamma d},$$

и отсюда

$$Z_x = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2 Z_d \text{th} \gamma d}{Z_d \cdot \text{th} \gamma d + Z_1 - Z_2}} \quad (26)$$

Разделив (2) на (26), получим

$$\text{th} \gamma_x b = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left( 1 + \frac{Z_1 - Z_2}{Z_d \text{th} \gamma d} \right)}. \quad (27)$$

Подставляя  $\gamma = \alpha + i\beta$  и переходя к пределу при  $\beta b \rightarrow (2n+1) \frac{\pi}{2}$  (четвертьволновая диэлектрическая подставка) и предполагая, что тангенс угла потерь диэлектрика относительно мал, получим

$$\text{th} \gamma d \rightarrow \frac{\text{th} \alpha d + i \text{tg} \beta d}{1 + i \text{th} \alpha d \cdot \text{tg} \beta d} \rightarrow \frac{1}{\text{th} \alpha d} \rightarrow \frac{1}{\alpha d}.$$

Уравнение (27) примет вид:

$$\text{th} \gamma_x b = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left( 1 + \frac{\alpha d}{2} \frac{Z_1 - Z_2}{Z_d} \right)} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left( 1 + \frac{\beta_{00}^2 d}{4\beta_0^2} \frac{Z_1 - Z_2}{Z_0} \epsilon \text{tg} \delta \right)}. \quad (28)$$

Отсюда следует порядок измерений и вычислений по методу диэлектрической подставки. Измеряются  $l_{\text{мин}}$  и  $K_1$  в волноводе с образцом магнитодиэлектрика, непосредственно примыкающим к короткому замыканию (см. рис. 1).

По формуле (9) вычисляется входное сопротивление  $Z_1$ . Затем в волновод помещается тот же образец магнитодиэлектрика и четвертьволновая подставка, сложенные вместе, но так, что подставка примыкает к короткому замыканию (см. рис. 4). Измеряются  $l_{\text{мин}}$  и  $K_2$  и вычисляется  $Z_2$  по той же формуле (9). Затем по формуле (28) или (27), если подставка нечетвертьволновая, вычисляется  $\gamma_x$  магнитодиэлектрика. Комплексные магнитная и диэлектрическая проницаемости вычисляются по формулам (5а) и (8).

Если магнитодиэлектрик обладает относительно малыми потерями, то, применяя способ, описанный выше, расчетные формулы можно значительно упростить.

Формулы (10), (13а) и (15) остаются справедливыми и для метода диэлектрической подставки при условии, что применяется четвертьволновая подставка. При расчете тангенсов углов потерь должна быть введена поправка  $\eta$  на потери в диэлектрической подставке. Закрывая выражения для тангенсов углов потерь по формулам (14) и (16) в скобки, получим выражения для расчета  $\text{tg} \delta_p$  и  $\text{tg} \delta_e$  по методу диэлектрической подставки в виде:

$$\begin{aligned} \text{tg} \delta_p &= (\text{tg} \delta_p) + \eta_1; \\ \text{tg} \delta_e &= (\text{tg} \delta_e) - \eta_2, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \eta_1 &= (1 - \Phi_p) \frac{\beta_{00}^2 d}{4\beta_0^2} (\text{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}, - \text{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}) \epsilon \text{tg} \delta; \\ \eta_2 &= (1 + \Phi_e) \frac{\beta_{00}^2 d}{4\beta_0^2} (\text{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}, - \text{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}) \epsilon \text{tg} \delta. \end{aligned}$$

В качестве материала для диэлектрической подставки могут применяться плавленный кварц, фторопласт, пенопласт и т. п.

Расчет поправок  $\eta_1$  и  $\eta_2$  для случая применения полистироловой подставки ( $\epsilon = 2,54$ ,  $\text{tg} \delta = 3,5 \cdot 10^{-4}$ ) и обычного прямоугольного волновода трехсантиметрового диапазона на частоте 9200 Мгц для измерения феррита толщиной 1 мм и параметрами  $\mu \approx 1$ ;  $\epsilon \approx 8$  дает следующий результат:

$$\eta_1 = 3 \cdot 10^{-4}; \quad \eta_2 = 0,5 \cdot 10^{-4}.$$

При измерении тангенсов углов потерь порядка 0,1 и менее такими поправками можно пренебречь.

Метод диэлектрической подставки является наиболее удобным для измерения магнитодиэлектриков с очень большими потерями. Для получения удовлетворительных результатов с такими материалами образцы из них должны быть очень тонкими. Если в режиме короткого замыкания тонкий образец можно приклеить к замыкающей стенке волновода, то в режиме холостого хода этого сделать нельзя, но можно приклеить такой образец к диэлектрической подставке.

#### МЕТОД ДВУХ ТОЛЩИН

Другим способом, позволяющим избежать применения режима холостого хода, является возможность заполнить промежуток между

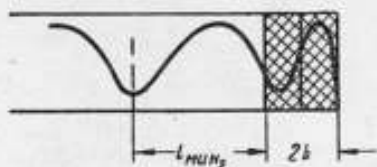


Рис. 5. Метод двух толщин

образцом магнитодиэлектрика и коротким замыканием магнитодиэлектриком из того же материала, что и образец (рис. 5). Так мы приходим к методу двух толщин [5], [2].

Для измерения по этому методу необходимы два образца одинаковой толщины или один образец одинарной, а другой — двойной толщины. Первое измерение ( $l_{\text{мин}_2}$  и  $K_1$ ) производится с одним образцом одинарной толщины, примыкающим к короткому замыканию (см. рис. 1). По формуле (9) вычисляется входное сопротивление волновода  $Z_1$ . Второе измерение ( $l_{\text{мин}_2}$  и  $K_2$ ) производится или с двумя образцами одинарной толщины или с одним образцом удвоенной толщины, примыкающим к короткому замыканию. По формуле (9) вычисляется  $Z_2$ . Комплексная постоянная распространения магнитодиэлектрика вычисляется при помощи уравнения

$$\text{th} \gamma_1 b = \sqrt{2 \frac{Z_1}{Z_2} - 1}. \quad (29)$$

Доказательство (29) приведено в работе [2]. Комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости вычисляются по-прежнему по формулам (5) и (8).

И для метода двух толщин в случае относительно малых потерь ( $\text{tg} \delta$ , и  $\text{tg} \delta_0$  меньше 0,1) можно произвести упрощение расчетных формул способом, аналогичным описанному выше.

Приводим окончательный результат. Постоянная распространения магнетодиэлектрика  $\beta_x$  вычисляется из уравнения

$$\operatorname{tg} \beta_x b = \pm \sqrt{1 - 2 \frac{\operatorname{tg} \beta_0 l_{\min_1}}{\operatorname{tg} \beta_0 l_{\min_2}}} \quad (30)$$

(знак перед радикалом противоположен знаку  $\operatorname{tg} \beta_0 l_{\min_1}$ ) и подставляется в формулы (13а) и (15), остающиеся справедливыми и для этого метода. Тангенсы углов потерь вычисляются по формулам

$$\operatorname{tg} \delta_\mu = \Psi_\mu \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\min_2}} - (2 + \Psi_\mu) \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\min_1}}; \quad (31)$$

$$\operatorname{tg} \delta_\epsilon = (2 + \Psi_\epsilon) \frac{K_1}{\sin 2\beta_0 l_{\min_1}} - \Psi_\epsilon \frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\min_2}}, \quad (32)$$

где

$$\Psi_\mu = (\operatorname{ctg}^2 \beta_x b - 1) (1 - \Phi_\mu);$$

$$\Psi_\epsilon = (\operatorname{ctg}^2 \beta_x b - 1) (1 + \Phi_\epsilon).$$

Некоторая сложность формул (31) и (32) по сравнению с формулами (14) и (16) окупается простотой и удобством методики измерения. Проверка (32) приведена в приложении III.



ВЫВОД ФОРМУЛЫ (9)

Пусть в волноводе имеется неоднородность (образец магнитоэлектрика). Требуется определить входное сопротивление волновода, т. е. сопротивление  $Z_I$  на передней грани образца (рис. 6). Выразим с помощью формулы (1)  $Z_I$  через  $Z_I'$ :

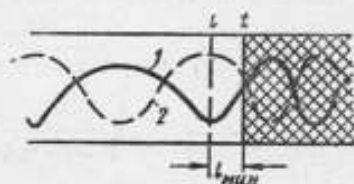


Рис. 6. Раздел воздуха — магнитоэлектрик  
1 — электрическое поле 2 — магнитное поле

$$Z_I = Z_x \frac{Z_I' - Z_x \operatorname{th} \gamma_x S_{II}}{Z_x - Z_I' \operatorname{th} \gamma_x S_{II}}$$

Здесь  $Z_x \equiv Z_0$  — характеристическое сопротивление пустого волновода,  $Z_0 = \frac{\omega \mu_0}{\beta_0}$ ;

$$\operatorname{th} \gamma_x S_{II} \equiv \operatorname{th} \beta_0 l_{\text{мин}}$$

$Z_I'$  — сопротивление в минимуме электрического поля стоячей волны. Так как минимум электрического поля совпадает с максимумом магнитного поля, то

$$Z_I' = \frac{E_{\text{мин}}}{H_{\text{макс}}} = \frac{E_{\text{мин}}}{E_{\text{макс}}} \frac{E_{\text{макс}}}{H_{\text{макс}}} = K Z_0$$

Следовательно,

$$Z_{\text{вх}} \equiv Z_I = Z_0 \frac{K Z_0 - i Z_0 \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}}{Z_0 - i K Z_0 \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}} = Z_0 \frac{K - i \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}}{1 - i K \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}}$$

ЗАПИСЬ РАСЧЕТНЫХ ФОРМУЛ МЕТОДА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ И ХОЛОСТОГО ХОДА В ВЕЩЕСТВЕННОМ ВИДЕ

Введем обозначения:  $K_1$  — коэффициент бегущей волны в режиме короткого замыкания;

$K_2$  — коэффициент бегущей волны в режиме холостого хода;

$\operatorname{tg}_1 \equiv \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}$  — в режиме короткого замыкания;

$\operatorname{tg}_2 \equiv \operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}$  — в режиме холостого хода.

Согласно формуле (9)

$$Z_1 = Z_0 \frac{K_1 - i \operatorname{tg}_1}{1 - i K_1 \operatorname{tg}_1} = Z_0 \rho_1 e^{i \varphi_1},$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{K_2 - i \operatorname{tg}_2}{1 - i K_2 \operatorname{tg}_2} = Z_0 \rho_2 e^{i \varphi_2},$$

где

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{K_1^2 + \operatorname{tg}_1^2}{1 + K_1^2 \operatorname{tg}_1^2}}; \quad \rho_2 = \sqrt{\frac{K_2^2 + \operatorname{tg}_2^2}{1 + K_2^2 \operatorname{tg}_2^2}}$$

Уравнение (4) можно переписать в виде

$$\operatorname{th}(\alpha_x + i\beta_x)b = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2}} e^{i\left(\frac{\tau_1 - \tau_2}{2}\right)} = \rho e^{i\tau}$$

Отсюда

$$\operatorname{tg} 2\beta_x b = \frac{1}{\rho_2 - \rho_1} \sqrt{2\rho_1\rho_2 - (X + Y)}; \quad (\text{II. 1})$$

$$\operatorname{th} 2\alpha_x b = \frac{1}{\rho_1 + \rho_2} \sqrt{2\rho_1\rho_2 + (X + Y)}. \quad (\text{II. 2})$$

Здесь

$$X = \frac{2K_1 K_2 (1 + \operatorname{tg}_1^2) (1 + \operatorname{tg}_2^2)}{(1 + K_1^2 \operatorname{tg}_1^2) (1 + K_2^2 \operatorname{tg}_2^2)}; \quad Y = \frac{2\operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 (1 - K_1^2) (1 - K_2^2)}{(1 + K_1^2 \operatorname{tg}_1^2) (1 + K_2^2 \operatorname{tg}_2^2)}$$

По нахождению  $\beta_x$  и  $\alpha_x$  с помощью (II.1) и (II.2) параметры магнитодиэлектрика определяются по формулам:

$$\mu' = \frac{1}{2\beta_0} \left\{ \alpha_x \sqrt{2\rho_1\rho_2 - (X - Y)} + \beta_x \sqrt{2\rho_1\rho_2 + (X - Y)} \right\}; \quad (\text{II. 3})$$

$$\mu'' = \frac{1}{2\beta_0} \left\{ \alpha_x \sqrt{2\rho_1\rho_2 + (X - Y)} - \beta_x \sqrt{2\rho_1\rho_2 - (X - Y)} \right\}; \quad (\text{II. 4})$$

$$\varepsilon' = \frac{\beta_0}{2\rho_{00}\rho_1\rho_2} \left\{ \alpha_x \left( \frac{x^2}{\alpha_x^2 + \beta_x^2} - 1 \right) \sqrt{2\rho_1\rho_2 - (X - Y)} + \beta_x \left( \frac{x^2}{\alpha_x^2 + \beta_x^2} + 1 \right) \sqrt{2\rho_1\rho_2 + (X - Y)} \right\}; \quad (\text{II. 5})$$

$$\varepsilon'' = \frac{\beta_0}{2\rho_{00}\rho_1\rho_2} \left\{ \beta_x \left( \frac{x^2}{\alpha_x^2 + \beta_x^2} + 1 \right) \sqrt{2\rho_1\rho_2 - (X - Y)} - \alpha_x \left( \frac{x^2}{\alpha_x^2 + \beta_x^2} - 1 \right) \sqrt{2\rho_1\rho_2 + (X - Y)} \right\} \quad (\text{II. 6})$$

Аналогичные формулы приведены в работе [12].

### ПРИЛОЖЕНИЕ III

#### ПРОВЕРКА ПРИБЛИЖЕННЫХ ФОРМУЛ (16) и (32)

Для проверки полученных приближенных формул (16) и (32) можно поступить следующим образом. Предположим, что производится измерение параметров не магнитодиэлектрика, а диэлектрика ( $\mu = 1$ ;  $\operatorname{tg} \delta_x = 0$ ). Предположив в (14) и (31)  $\operatorname{tg} \delta_x = 0$  и подставив полученное выражение для  $\frac{K_2}{\sin 2\beta_0 l_{\text{мин}}}$  в (16) и (32), после преобразований, заключающихся в выделении множителя  $\frac{\beta_x}{\beta_0} \frac{\operatorname{tg} \beta_0 l_{\text{мин}}}{\operatorname{tg} \beta b}$ , который следует согласно (13а) положить равным единице, мы получим выражение для  $\operatorname{tg} \delta$  диэлектрика, которое применяется в волноводном методе измерения параметров диэлектриков с относительно малыми потерями.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\beta_x^2 \left( \frac{\lambda b}{\pi b} \right) K_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \beta_0 l_{\text{мин}}) \left( \frac{\lambda}{2\pi} \right)^2}{\varepsilon \left( 1 + \operatorname{tg}^2 \beta_x b - \frac{\operatorname{tg} \beta_x b}{\beta_x b} \right)} \quad (\text{III. 1})$$

Формула (III.1) приведена в ряде работ: [1], [7].

ВЫБОР ТОЛЩИНЫ ОБРАЗЦА МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКА

Можно показать, дифференцированием формул (13) и (15), что наименьшая погрешность измерения по методу короткого замыкания и холостого хода достигается при толщине образца магнетодиэлектрика, равной нечетному числу восьмых долей длины волны в нем  $\beta_x b = \frac{\pi}{4} (2n + 1)$  и что при  $\beta_x b = n\pi$  (полуволновый образец) и  $\beta_x b = \frac{\pi}{2} (2n + 1)$  (четверть-волновый образец) погрешность измерения бесконечно велика.

Простым критерием того, что толщина магнетодиэлектрика равна оптимальной, является выполнение условия

$$I_{\min_1} + I_{\min_2} = \frac{\lambda_g}{2} \tag{IV. 1}$$

которое получается из уравнения (10), если принять в нем

$$\beta_x b = \frac{\pi}{4} (2n + 1).$$

На практике измеряют не  $I_{\min}$ , которое измерить непосредственно невозможно, а смещение минимума стоячей волны  $L$  в сторону нагрузки (т. е. образца) после помещения образца в волновод.

$I_{\min}$  определяется по формуле

$$I_{\min} = \frac{\lambda_g}{2} - L - b - x, \tag{IV. 2}$$

где  $x$  — величина промежутка между образцом и коротким замыканием.

В режиме короткого замыкания  $x = 0$ , в режиме холостого хода  $x = \frac{\lambda_g}{4}$ , при втором измерении по методу диэлектрической подставки  $x = d$ , при втором измерении по методу двух толщин  $x = b$ .

Формула (IV.2) получается в результате сравнения рис. 7а и 7б.

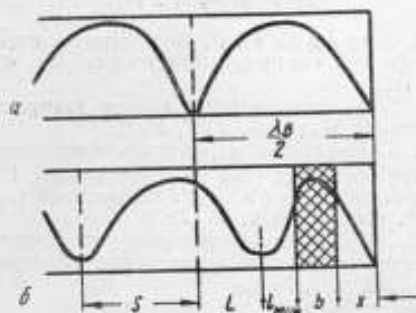


Рис. 7. К определению величины  $I_{\min}$

Подставив (IV.2) в (IV.1), получим критерий оптимальной толщины для метода короткого замыкания и холостого хода

$$L_1 + L_2 = \frac{\lambda_g}{4} - 2b.$$

## ОЦЕНКА ПРИБЛИЖЕННОЙ ФОРМУЛЫ (15)

Разделяя выражение (8) на действительную и мнимую части, нетрудно получить

$$\epsilon' - \epsilon_{\text{точн}} = \frac{1}{1 + \text{tg}^2 \delta_{\mu}} \left( \frac{\kappa^2 + \beta_x^2}{\mu' \beta_{00}^2} + \frac{2\alpha_x \beta_x - \alpha_x^2}{\mu' \beta_{00}^2} \right), \quad (\text{V. 1})$$

$$\text{tg} \delta_{\epsilon} + \text{tg} \delta_{\mu} = \frac{2\alpha_x \beta_x}{\kappa^2 + \beta_x^2}. \quad (\text{V. 2})$$

Определим ошибку расчета по (15) формулой

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \frac{\epsilon_{\text{точн}} - \epsilon_{\text{прибл}}}{\epsilon_{\text{точн}}} \approx \frac{\epsilon_{\text{точн}} - \epsilon_{\text{прибл}}}{\epsilon_{\text{прибл}}} = \frac{\epsilon_{\text{точн}}}{\epsilon_{\text{прибл}}} - 1. \quad (\text{V. 3})$$

$\epsilon_{\text{прибл}}$  определяется по формуле (15). Подставляя (15) и (V.1) в (V.3) и преобразуя согласно (V.2), получим

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \frac{1}{1 + \text{tg}^2 \delta_{\mu}} \left[ \text{tg} \delta_{\epsilon} \text{tg} \delta_{\mu} - \frac{\kappa^2 + \beta_x^2}{4\beta_x^2} (\text{tg} \delta_{\epsilon} + \text{tg} \delta_{\mu})^2 \right].$$

Так как  $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda_c}$ ,  $\beta_x = \frac{2\pi}{\lambda_M}$  и  $\lambda_M < \lambda_c$ , то

$$\frac{1}{4} < \frac{\kappa^2 + \beta_x^2}{4\beta_x^2} < \frac{1}{2}.$$

Завышая оценку, получим

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = - \frac{\text{tg}^2 \delta_{\epsilon} + \text{tg}^2 \delta_{\mu}}{2}.$$

Аналогичным образом можно подсчитать погрешность расчета по остальным приближенным формулам (13), (15) и (16), которая оказывается того же порядка, что и  $\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon}$ .

## ЛИТЕРАТУРА

1. Аксенов В. И., Бородин М. Я. Волноводный метод измерения диэлектрических свойств материалов при повышенных температурах, «Радиотехника и электроника», 1956, № 11, стр. 1435.
2. Зальцман Е. Б. К волноводному методу измерения параметров магнитодиэлектриков, «Измерительная техника», 1957, № 2.
3. Зальцман Е. Б. Измерение параметров магнитодиэлектриков при помощи прямоугольного резонатора на волну  $H_{10}$ , «Радиотехника», 1958, № 10.
4. Колли Я. Н. и Поливанов К. М. Ферритовая шайба в коаксиальной линии, Изв. АН СССР, сер. физ., 1954, т. 18, № 3.
5. Сарафанов В. И. К вопросу об измерении комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей магнитодиэлектриков на сантиметровых волнах, «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, № 3.
6. Birks J. V. Proc. Phys. Soc., 60, 282 (1948).
7. Dakin T. V., Works C. N. Journ. Appl. Phys., 18, 789-796 (1947).
8. Konrad F., Porter C., Doctor N., Franklin P. Journ. Appl. Phys., 27, 346-350 (1956).
9. Rado, Wright, Emerson. Phys. Rev., 80, 273 (1950). (Русск. пер. см. сборн. «Ферромагнитный резонанс», стр. 284).
10. Sarduts A. Compte Rendus, 236, 900-902 (1953).
11. Talpey T. L'onde e'lectrique, 33, 561-569 (1953). Transact. IRE, MTT-2, № 3 (1954).
12. Schwan H. Annalen der Physik, Bd. 6, № 5, 287-310 (1950).



## СОДЕРЖАНИЕ

	Стр
Предисловие	3
Ермаков В. И. Метрология в радиоизмерениях	5
Биргер Л. А. Погрешности измерения ослабления супергетеродинным методом	10
Брянский Л. Н. Поглощающие волноводные ослабители миллиметрового диапазона волн и методы их градуировки	28
Проненко В. И. Трансформаторы полных сопротивлений с отдельной регулировкой модуля и фазы коэффициента отражения	37
Фрумкин В. Д. Методика определения погрешностей измерения средней мощности импульсно-модулированных СВЧ колебаний	47
Томашевский А. К. Двойной термисторный мост с непосредственным отсчетом	56
Лопань В. Р. Образцовый электродинамический амперметр для частот до 100 Мгц	62
Левин М. М. Влияние нестабильностей в цепи детектора на погрешность диодного вольтметра	73
Неустроев Л. С. Проверка временных параметров радиоимпульсов	80
Переверзева Л. А. Импульсный генератор для поверки измерителей помех в диапазоне до 20 Мгц	88
Переверзева Л. А. Использование радиоимпульсов для поверки измерителей помех	104
Зальцман Е. Б. Об измерении параметров магнитоэлектриков волноводными методами	106

Редактор А. Л. Шевченко

Техн. редактор А. Е. Матвеева

Корректоры: Г. М. Фролова, А. С. Туманишвили, В. М. Панова

Т-14524 от 24/ХІІ 1959 г. 7,5 ф. л. л. 10,28 усл. л. л. Тир. 3000

Тип. «Московский печатник» Москва, Лялин пер., 6. Зак. 417

CONTENTS

i Introduction

ii Preface

iii Acknowledgments

iv List of Abbreviations

v List of Figures

vi List of Tables

vii Glossary

viii Index

ix Appendix

x Bibliography

xi Plates

xii Appendix

xiii Bibliography

xiv Plates

xv Appendix

xvi Bibliography

xvii Plates

xviii Appendix

xix Bibliography

xx Plates

xxi Appendix

xxii Bibliography

xxiii Plates

xxiv Appendix

xxv Bibliography

xxvi Plates

xxvii Appendix

xxviii Bibliography

xxix Plates

xxx Appendix

Printed in Great Britain by the University Press, Cambridge

© Cambridge University Press 1962

First published 1962

Second edition 1968

Third edition 1975

Fourth edition 1982

Fifth edition 1988

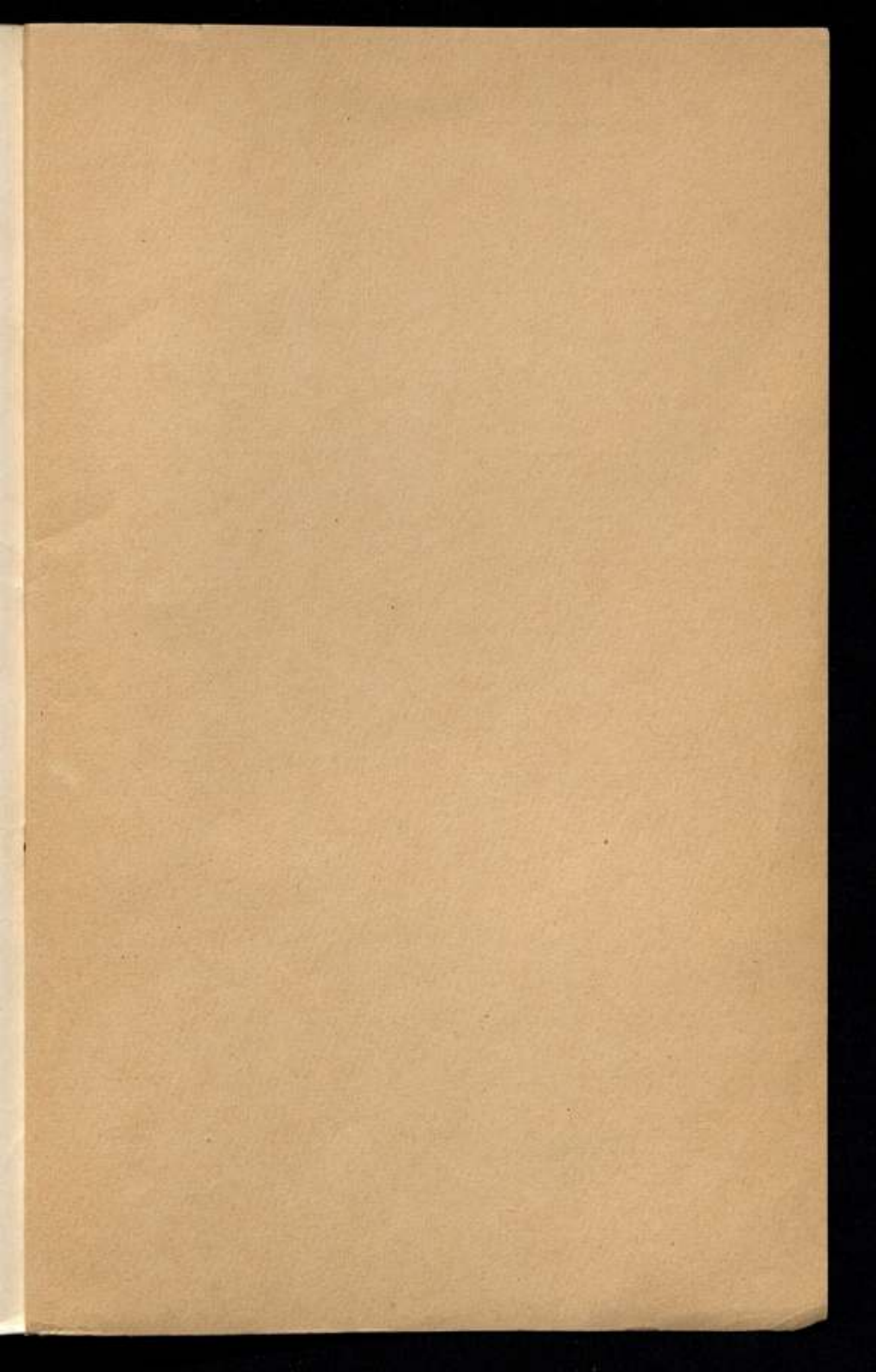
Sixth edition 1995

Seventh edition 2002

Eighth edition 2008

Ninth edition 2015

Tenth edition 2022



Цена 7 руб. 20 коп.