

12

(28)

1936г.

ВНИИМ

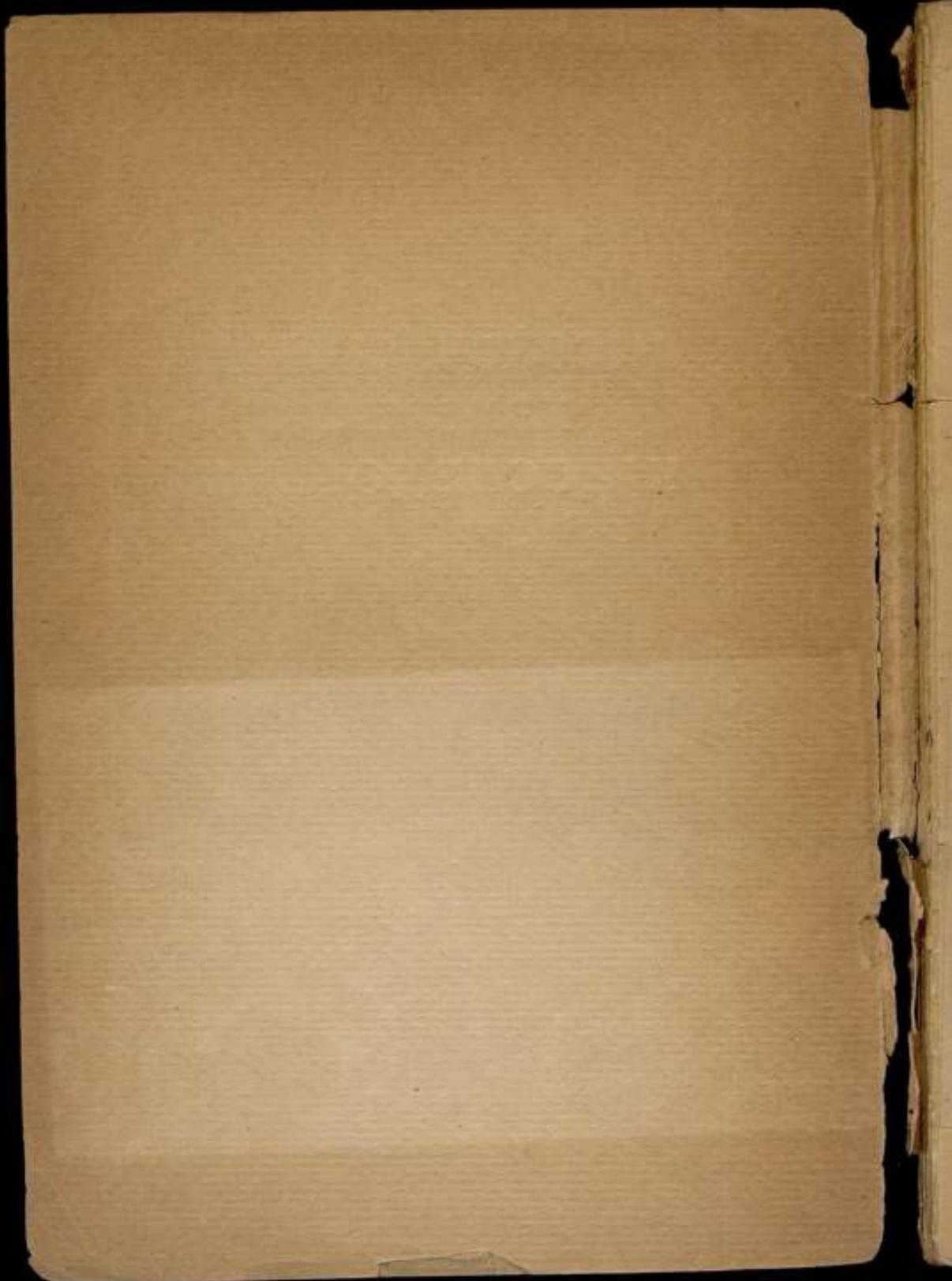
**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ
ИЗМЕРЕНИЯ
И ИССЛЕДОВАНИЯ**

=====
ВЫПУСК

12 (28)

СТАНДАРТГИЗ

1 9 3 6

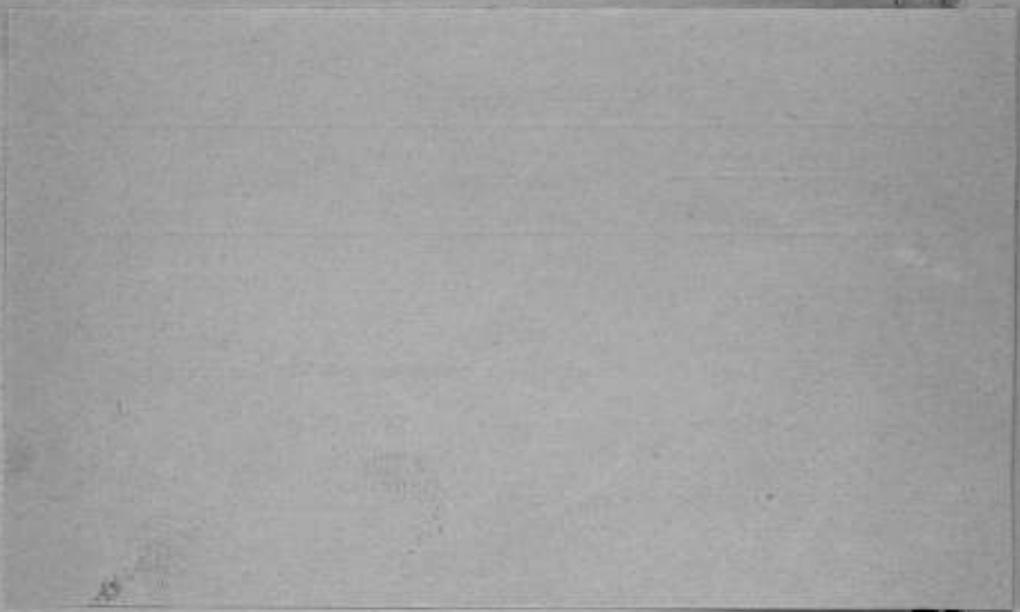




ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Страница	Стр о к а		Напечатано	Должно быть
	снизу	сверху		
25		15	формула (19)	формула (17)
46	3		$C_0(g)$	$C_T(g)$
70	формула (2)		второй член в фигурных скобках должен быть $\frac{3 \cdot d^4}{8 D^4} -$	

ВНИИМ. Высокочастотные измерения и исследования.





TRAVAUX DE L'INSTITUT DE METROLOGIE DE L'U. R. S. S

LIVRAISON 12 (28)

MESURES ET RECHERCHES à HAUTE FREQUENCE

REDACTEUR
V. S. GABEL

EDITION DE L'ETAT POUR LA STANDARDISATION
"STANDARDGIZ"

LENINGRAD

1936

MOSCOU

ТРУДЫ ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ИНСТИТУТА
МЕТРОЛОГИИ

ВЫПУСК 12 (28)

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ и ИССЛЕДОВАНИЯ

ПОД РЕДАКЦИЕЙ
В. С. ГАБЕЛЬ

М-5762



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ПО СТАНДАРТИЗАЦИИ
„СТАНДАРТГИЗ“

ЛЕНИНГРАД

1936

МОСКВА

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современное развитие радиотехники требует, помимо теоретической разработки проблем, выдвигаемых практикой, в не меньшей степени также непрерывного усовершенствования и уточнения методов измерений. Достаточно указать на громадное количество радиостанций, бесперебойная совместная работа которых возможна лишь при условии весьма точной настройки передатчика и приемника на одну и ту же частоту.

В задачи лаборатории токов высокой частоты ВНИИМ входит не только исследование и уточнение уже известных способов высокочастотных измерений, но также и изыскание новых. Эти работы ведутся преимущественно в области измерений частот, емкостей, индуктивностей и силы высокочастотного тока.

В настоящий сборник вошли статьи сотрудников лаборатории токов высокой частоты ВНИИМ, являющиеся результатом части их работ в течение последних двух лет.

Тему статьи В. С. Габель предположено впоследствии переработать в виде инструкции для междулабораторных сравнений эталонов частоты. Поэтому соображения заинтересованных учреждений и лиц по затронутым статьей вопросам и их критика были бы ценны и желательны.

В. С. Габель.

МЕТОДЫ МЕЖДУЛАБОРАТОРНЫХ СРАВНЕНИЙ ЭТАЛОНОВ ЧАСТОТЫ

В. С. Габель

Современная радиотехника располагает методами воспроизведения и измерения частоты электромагнитных колебаний, по точности и надежности превосходящими измерения в других областях физики и техники. Эта точность обусловлена не только общим прогрессом радиотехники, но, главным образом, потребностями современной радиосвязи. Число передающих радиостанций неуклонно растет, в результате чего создаются неизбежные помехи между станциями. Единственной мерой, могущей устранить или, по крайней мере, ослабить помехи между передающими радиостанциями, является установление, во-первых, определенных диапазонов частот для отдельных категорий станций и, во-вторых, работа каждой станции с определенной, ей назначенной, частотой. Точность настройки, обеспечивающая до некоторой степени „порядок в эфире“, согласно международным соглашениям, должна в некоторых случаях (например в радиовещательном диапазоне на коротких волнах) достигать до 0,001%. Это условие, естественно, налагает жесткие и высокие требования на измерительные установки частоты, и в первую очередь, — на эталоны частоты.

Современная эталонная установка частоты представляет собою совокупность нескольких генераторов переменного тока. Частота каждого из них определяется и поддерживается постоянной помощью пьезокварцевого осциллятора или камертона, реже магнитострикционным стержнем. Абсолютное значение частоты определяется по сигналам времени астрономических обсерваторий, как среднее в течение более или менее продолжительного промежутка времени (сутки и больше). Среднее значение частот токов этих генераторов и является частотой эталона. Наличие нескольких, независимых друг от друга, источников токов дает возможность их взаимного контроля и, до некоторой степени, обеспечивает постоянство частоты эталона. Следует отметить, что постоянство частоты каждого генератора превышает постоянство времени, хранимого астрономическими часами, поэтому часы для определения отклонений частоты от среднего значения в течение небольших промежутков времени уже неприменимы и приходится сравнивать частоту одного генератора с частотой

другого. Вследствие такой оторванности эталона частоты от времени возникла необходимость в сравнении эталонов отдельных лабораторий между собою. Этим достигается не только надежность каждого эталона в отдельности, но и выясняется степень достигнутой точности измерения частоты.

1. МЕТОДЫ СРАВНЕНИЙ ЭТАЛОНОВ ЧАСТОТЫ ЛАБОРАТОРИЙ, ТЕРРИТОРИАЛЬНО УДАЛЕННЫХ ДРУГ ОТ ДРУГА

Два эталона частоты могут, говоря принципиально, быть сравниваемы между собою тремя методами: 1) методом одновременного измерения частот радиостанций, 2) методом перевозки вторичных эталонов частоты и 3) методом непосредственного сличения эталонов частоты (методом модулированных колебаний).

1. Метод одновременного измерения частот радиостанций. Это—один из первых, по времени применения, способов сличения эталонов частоты между собою. Заключается он в том, что какая-либо радиостанция, частота которой достаточно устойчива, принимается одновременно в заранее установленный срок двумя лабораториями, желающими сравнить свои эталоны частоты. Длина волны радиостанции измеряется каждой лабораторией и результаты измерений дают возможность определить величину расхождения между показаниями волномеров, применявшихся при измерениях, а следовательно и найти разницу между частотами эталонов.

Точность метода зависит главным образом от постоянства частоты, излучаемой радиостанцией, и от метода, помощью которого эта частота измеряется. Что касается постоянства частоты, то, на основании данных Центра контроля частот Народного комиссариата связи,¹ колебания частоты современной станции в некоторых случаях не превышают нескольких сотых процента.

В настоящее время некоторые лаборатории излучают в эфир электромагнитные волны для измерительных целей помощью передатчиков, специально для этого оборудованных. Частота колебаний при помощи пьезокварцевого стабилизатора поддерживается постоянной в пределе миллионных долей основной частоты. Эта передача служит одновременно для градуировки волномеров, приемников и передающих радиостанций на местах. Бюро стандартов, например, еженедельно передает частоту 5 мегагерц (60 метров), поддерживая ее постоянной в пределе одного герца.

Метод одновременного измерения частот радиостанций является наиболее удобным и при наличии специальных передатчиков и устройств, позволяющих измерять эти частоты непосредственно при помощи гармоник эталона, может дать точность

¹ См. бюллетени, издаваемые Центром контроля радиочастот НИИ НКсвязи.

одного порядка с точностью эталона. Например, при измерении в марте 1934 г.¹ упомянутой выше частоты 5000 кгц, передававшейся из Бюро стандартов, Национальная физическая лаборатория в Теддингтоне получила значение на $6 \cdot 10^{-6}$ больше, т. е. 5000 000,3 гц. Такая значительная точность могла конечно быть достигнута только благодаря большому постоянству длины излучаемой волны Бюро стандартов.

Наряду с несомненным преимуществом перед другими способами междулабораторных сравнений, рассматриваемый метод обладает, однако, крупным недостатком, если речь идет о больших точностях: требуется наличие специально оборудованного для этой цели достаточно мощного передатчика, сложного по конструкции, тщательно построенного, а поэтому дорогого. Такой передатчик, естественно, должен находиться территориально вблизи лаборатории, обладающей эталоном частоты высокого качества и высококвалифицированным штатом научных работников. Передатчик не может быть использован для других целей (например для радиовещания или телеграфирования), следовательно он дорог и в эксплуатации. Если к этому добавить еще тесноту в эфире, где каждый новый передатчик неизбежно создает помехи другим станциям, то становится ясным, что сравнение эталонов частоты при помощи специальных передатчиков нерационально и широкого применения, при современном развитии радиотехники, получить не может. Измерение же длин волн радиостанций, находящихся в нормальной эксплуатации, дает точности, недостаточные для сравнений современных эталонов частоты. Ниже мы увидим, что измерение высоких частот радиостанций связано с одним непреодолимым и не могущим быть учтенным источником ошибок, обусловленным прохождением волны через земную атмосферу, кладущим предел точности измерений.

Все вышеуказанные обстоятельства, вместе взятые, заставляют прийти к заключению, что метод одновременного измерения частот радиостанций, при всем его удобстве, не является подходящим для сравнения эталонов частоты с исчерпывающей точностью. Его применение, во всяком случае, ограничено небольшим числом построенных специальных передатчиков.

2. Метод перевозкѣи вторичных эталонов частоты. Этот метод стал возможен с того момента, когда в технику измерений частот был введен пьезоэффект. Пьезокварцевый генератор или резонатор портативны, в особенности последний.

Впервые сличение частот при помощи перевозимого набора пьезокварцевых резонаторов произвел Кеди в 1923 г. Им сравнивались частоты эталонов волномеров Национальной физической лаборатории, Бюро стандартов, Гарвардского университета и ряда других лабораторий Италии и Франции, причем расхождения

¹ Отчет председателя I комиссии URSI, D-r E. H. Rayner.

между показаниями отдельных волномеров доходили до 0,4%. В течение следующих лет Бюро стандартов производило также же сличения при помощи перевозимого пьезокварцевого генератора без термостата, со значительно большим успехом. Расхождения были в среднем от $\pm 1,3 \cdot 10^{-4}$ до $\pm 4,7 \cdot 10^{-4}$. Учитывая ненадежность пьезокварца без термостата в отношении постоянства генерируемой им частоты, Деллинггер лично объездил ряд национальных лабораторий с пьезокварцевым генератором, заключенным в термостат, что сразу же сказалось на уменьшении расхождения показаний волномеров до $4 \cdot 10^{-5}$ в среднем, что по тогдашнему состоянию измерительной техники соответствовало средней погрешности эталонных волномеров.

В это же время (с 1926 по 1927 г.) Физико-технический государственный институт в Берлине (PTR) предпринял, со своей стороны, также сличение частоты своего эталонного волномера с частотами волномеров других стран, пересылая по почте четыре пьезокварцевых светящихся резонатора, в то время изобретенные и изученные Гибе. Резонаторы были коммерческого изготовления и без термостатов. Несмотря на примитивность метода, результат сличений дал величины того же порядка, какие были получены Деллинггером с его сложной аппаратурой; в среднем от $4 \cdot 10^{-5}$ до $6 \cdot 10^{-5}$.

Такая успешность сличения при помощи весьма портативного и простого прибора, как светящийся резонатор, выдвинула его на первое место в качестве перевозимого промежуточного эталона частоты между двумя сравниваемыми частотами. В настоящее время такие резонаторы изучены достаточно полно как в смысле среза для получения минимального температурного коэффициента, так и в отношении монтировки пьезокварцевой пластинки, обеспечивающей изготовление резонаторов для широкого спектра частот: от нескольких килогерц до миллионов герц. Учитывая, что абсолютная погрешность, получаемая при тщательной настройке светящегося резонатора, может быть доведена до нескольких миллионных, и что резонаторы могут пересылаться в крайнем случае по почте, метод сличения эталонов частоты при помощи этих резонаторов является очень удобным и в некоторых случаях достаточно точным, в особенности, если пьезокварц заключен в термостат. Следует, однако, заметить, что абсолютная точность современных эталонов частоты может быть доведена до стомиллионных долей. Пьезокварцевый резонатор эту точность дать не может, что следует считать недостатком метода.

3. Метод модулированных колебаний. По сравнению с предыдущим, этот метод, обладая теми же преимуществами (удобство измерений и их предельная точность), в то же время лишен главного недостатка: передача эталонной частоты может быть произведена при помощи любой радиотелефонной станции, находящейся в эксплуатации, причем к устойчивости несущей

частоты этой станции не предъявляется никаких особых требований, выходящих за пределы нормальных.

Метод модулированных колебаний имеет еще одно неоспоримое преимущество. Он дает возможность применения широкого диапазона частот, тогда как передача высокой частоты непосредственно ограничена параметрами передатчика и его антенны. Отсюда — возможность выбора передаваемой частоты, наиболее удобной для сравнения.

Принципиально колебания передатчика могут быть модулированы как высокой частотой, так и низкой, в частности — звуковой. С технической точки зрения низкие частоты имеют перед высокими то преимущество, что, во-первых, могут быть передаваемы из лаборатории на передающую станцию по нормальным телефонным линиям, притом на большие расстояния. Передача высокочастотных токов возможна лишь по специально для этой цели оборудованной линии и на сравнительно небольшое расстояние. В первом случае есть, следовательно, возможность выбора радиостанции (например в отношении мощности, которую, вообще говоря, желательно иметь возможно большой) независимо от места расположения лаборатории, передающей эталонную частоту.

Во-вторых, благодаря низкой передаваемой частоте, в большинстве случаев создается возможность сравнения двух одинаковых частот, что является не только удобным, но и эффективным методом, так как при этом достижима большая точность сравнения. Современные эталоны частоты большой точности в подавляющем числе основаны, как известно, на применении колебаний пьезокварцевого осциллятора, частота которого, помощью последовательного деления, понижается до 1000 *гц* и измеряется при посредстве синхронного мотора, число оборотов которого может быть определено по сигналам астрономических обсерваторий или при помощи часов. Кроме пьезокварца для эталонирования частот применяется камертон, обычно частотой 1000 *гц*, а также магнитоэлектрические генераторы. Таким образом частота 1000 *гц* является как бы узаконенной и нормальной для большинства эталонов. Естественно поэтому выбрать для модуляции несущей частоты именно эту частоту — один килогерц, которую легко и просто можно получить в своей лаборатории, так же легко ее передать по телефонным проводам на радиостанцию (или одновременно на несколько радиостанций) и сравнить в другой лаборатории с такой же частотой.

По этому пути пошла, например, Британская национальная физическая лаборатория (NPL), начав периодическую ежегодную передачу частоты 1000 *гц* через радиовещательную станцию Девентри (на частоте 193 *кГц*) в июне 1932 г. В последующих передачах были использованы три радиостанции: Девентри (теперь Дройтвич, $f = 200$ *кГц*, $\lambda = 1500$ *м*), Scottish Regional (464 *кГц*, $\lambda = 391,1$ *м*) и Scottish National (1050 *кГц*, 285,7 *м*). Измерения

переданной частоты ($f = 1000,0003$ гц) дали следующие результаты: ¹ Физико-технический институт (PTR) получил $1000,00030$ гц; в Брюсселе — $1000,0003 \pm 0,00015$ гц; в Париже (Lab. Nat. Rad.) $1000,0003$; Голландия $1000,0002$. Мы видим, что точность сравнения, порядка $1 \cdot 10^{-6}$ при методе модуляции, одного порядка с точностью эталонов, что впрочем понятно, если принять во внимание высокое постоянство передаваемой частоты, обусловленное постоянством частоты эталона. Повидимому эта точность сравнения не сможет быть увеличена в течение ближайших лет по той же причине атмосферного характера, о которой было упомянуто при рассмотрении метода одновременного измерения длин волн передающих радиостанций.

Передать высокую частоту можно посредством модуляции колебаний коротковолнового передатчика. ² Ниже мы увидим, что атмосферные влияния сказываются на точности измерений тем сильнее, чем волна короче. Отсюда следует, что передача на коротких волнах с этой точки зрения менее рациональна, чем передача при помощи длинных волн. В таком случае отпадает, однако, возможность передачи модулирующих высоких частот. Насколько нам известно, передача высоких частот методом модуляции для целей сравнения эталонов до сих пор еще никем не производилась, поэтому дать окончательную оценку метода нельзя ввиду отсутствия экспериментальных данных.

Упомянутое выше влияние атмосферы на точность измерений частот тесно связано с явлением замирания. Дело в том, что луч на пути между передающей и приемной станцией претерпевает многократные и непостоянные преломления и отражения в ионизированных слоях атмосферы. В результате длина пути такого луча должна изменяться, следовательно колебания передающей радиостанции будут приходить к приемной станции с непостоянными фазами, или, иначе говоря, частота приходящих колебаний будет непостоянная, несмотря на высокое их постоянство в месте передачи. Явление это несколько напоминает эффект Доплера. Несложный расчет показывает, что изменение длины пути всего на 10 км обуславливает изменение частоты 1000 гц на $\frac{1}{20}$ гц, т. е. измеримую величину. Быстрые изменения фазы приходящих колебаний наблюдались при передачах из NPL неоднократно и очень затрудняли сравнение частот. По наблюдениям в Дублине, Париже, Берлине и Риме, произведенным в прошлом году во время приема эталонной частоты NPL, наблюдались изменения фазы до 180° . ³ По моим наблюдениям, произведенным весной прошлого года во время приема передачи из NPL, изменения фазы до 90° наблюдались преимущественно в те моменты, когда сила приема изменялась в особо больших

¹ Отчет председателя I комиссии URSI D-г Е. Н. Раувер.

² Идея такого способа передачи предложена А. Я. Вейнберг. См. „Техника связи“, 1934, стр. 47.

³ I. с.

пределах, т. е. они совпадали во времени с замиранием (fading). Фазы менялись также — в меньшей степени — и при отсутствии замирания.

Метод, которым наблюдались изменения фаз, предложен NPL.¹ Заключается он, вкратце, в следующем. Несколько станций, с возможно большой разницей длин волн, расположенных территориально на некотором расстоянии друг от друга, модулируются одним и тем же источником переменного тока. Тогда, принимая где-либо одновременно две из передающих станций (на отдельные приемники), мы в месте приема получим модулирующие колебания этих станций, вообще говоря, с неодинаковыми фазами. Во-первых, токи источника переменного тока достигнут передающих станций с неодинаковыми фазами, если расстояния между этими станциями и передающей лабораторией неодинаковы. К этому сдвигу фаз прибавится еще дополнительный сдвиг, благодаря различию путей, по которым волны распространяются в среде между передающей станцией и приемной. Полученные переменные токи (в данном случае частотой 1000 гц) используются для отклонения по двум взаимно перпендикулярным направлениям пучка катодного осциллографа. В результате, как известно, получаются на экране осциллографа фигуры Лиссажу, вид которых зависит от фазовых соотношений обоих токов. Отсюда понятно, что всякое изменение длины пути одной из волн относительно другой вызовет изменение сдвига фаз между их колебаниями, следовательно и изменение формы фигуры Лиссажу. Если одна из волн значительно длиннее другой (например Droitwich $\lambda = 1500$ м и Scottish National $\lambda = 285,7$ м) то более длинная волна, как менее подверженная замиранию, и частота ее модуляции могут быть, в первом приближении, приняты за опорные; тогда изменения фаз тока модуляции короткой волны относительно первой волны могут, до некоторой степени, быть приняты как абсолютные. Во время моих наблюдений сила приема Droitwich изменялась всего на несколько процентов, в то время как слышимость Scottish Regional колебалась между громкоговорящим приемом и почти полным отсутствием слышимости. Поэтому есть основание предполагать, что изменения фазовых соотношений происходили главным образом за счет непостоянства пути волн станции Scottish Regional. Сила приема определялась по амплитуде отклонения следа пучка осциллографа.

Во время быстрых изменений фазы колебания производить сравнения частот, разумеется, невозможно. Наблюдения показывают, что сдвиги фаз увеличиваются с увеличением частоты несущей волны и с увеличением расстояния, поэтому производить передачу эталонной частоты целесообразно на длинных волнах. В таком случае модуляция может производиться только низкой частотой.

¹ Циркулярное письмо NPL от 11 января 1935 г.

II. ТЕХНИКА СРАВНЕНИЯ ДВУХ ЧАСТОТ

Из предыдущего вытекает, что выбор метода, которым следует пользоваться при сравнении двух частот, зависит от того, будут ли эти частоты близки друг к другу или же будут отличаться друг от друга. Рассмотрим два варианта:

А) обе частоты по номинальной величине равны, но все же отличаются на заметную величину и

Б) обе частоты значительно разнятся друг от друга.

В случае „А“ большей частью возможно сравнить обе частоты методом биений. Для этой цели некоторый контур связывается индуктивно с местным эталоном частоты и в нем же возбуждаются колебания, полученные, например, по радио от другой лаборатории. Этот контур присоединяется к ламповому усилителю. Биения наблюдаются на слух или, лучше, регистрируются автоматическим счетчиком в течение более или менее продолжительного промежутка времени. Ввиду возможного обратного воздействия промежуточного контура на частоту местного эталона (например вследствие затягивания) полезно включить хотя бы один усилительный каскад между контуром и эталоном.

Обозначив частоту другой лаборатории через f_0 , частоту местного эталона через f , число биений в течение t секунд — через n , искомая (например местная) частота определится из соотношения

$$f - f_0 = \pm \frac{n}{t}$$

или

$$f = f_0 \pm \frac{n}{t}.$$

Знак при $\frac{n}{t}$ можно определить разными способами. NPL для этой цели посылает в течение небольшого промежутка времени частоту, несколько измененную в сравнении с передаваемой „главной“ частотой. Она передается другим эталоном и всегда бывает заранее известна. При ее помощи легко выяснить, которая из сравниваемых частот выше или ниже. Если сравнение частот производится при помощи присланного пьезокварцевого светящегося резонатора, то знак разницы легко установить путем изменения частоты генератора, возбуждающего резонатор.

Другой способ для определения знака разницы заключается в том, что обе сравниваемые частоты поочередно сравниваются с третьей частотой отдельного генератора, по величине несколько отличающейся от первых двух. Если третья частота заведомо выше более высокой (или ниже более низкой) частоты, тогда более медленное колебание даст большее число биений со вспомогательной частотой (и наоборот). Еще удобнее, если частоту

вспомогательного тока можно изменять. Тогда, настраиваясь поочередно на ту и другую частоту, легко определить, которая из них выше.

Число биений и знак разницы между сравниваемыми частотами могут быть одновременно найдены при помощи катодного осциллографа, конденсаторные пластины которого присоединены попарно к двум источникам токов, имеющих эти частоты. Получающаяся фигура Лиссажу, если частоты равны, неподвижна, в противном случае она вращается. Скорость и направление ее вращения дают возможность определить как величину, так и знак разности $f - f_0$.

Наблюдение биений при помощи катодного осциллографа имеет (если одна из частот передается по радио) безусловное преимущество при неблагоприятных атмосферных условиях, изменениях фаз колебаний и при замираниях. Все эти факторы немедленно отзываются на виде фигуры Лиссажу и ее движении, поэтому всегда могут быть учтены.

Следует указать, что катодный осциллограф иногда может быть источником неудач. Опыт показывает, что фигура Лиссажу иногда может быть неподвижна, указывая, что обе частоты равны, в то время как на самом деле они несколько отличаются друг от друга. Происходит это вследствие воздействия тока, принятого от другой лаборатории, на источник тока местного эталона. Это явление, аналогичное затягиванию лампового генератора, повидимому имеет причину в проводимости остатков газов в колбе катодной трубки; возможно, что здесь играют роль как емкостные, так и магнитные связи. Для избежания паразитных связей рекомендуется помещать между эталоном частоты и отклоняющими пластинами осциллографа один усилительный каскад.

Наблюдение биений затрудняется, если сравниваются две почти совпадающие низкие частоты. Например, если сравниваются две частоты по одному килогерцу, отличающиеся друг от друга на $0,01 \text{ гц}$ ($1 \cdot 10^{-5}$), то получится одно биение в течение 100 секунд. Определить момент максимума или минимума амплитуды такого биения чрезвычайно трудно; с другой стороны, счет нескольких биений в течение продолжительного промежутка времени не всегда возможен.

Это затруднение может быть обойдено тем, что сравнение производится не на основном колебании, а на одной из его гармоник. Действительно, каждое биение между основными частотами соответствует на m -й гармонике m биениям. Обозначив через f и $f + \Delta f$ две сравниваемые частоты, имеем для m -й гармоники число биений в секунду

$$n = m(f \pm \Delta f) - mf = \pm m \Delta f.$$

Для нашего примера между 50-ми гармониками время одного биения (при $\Delta f = 0,01 \text{ гц}$) сократится до 2 секунд.

Частота f_1 одного колебания может быть выражена через частоту f_2 второго колебания, если в течение t секунд было сосчитано n биений, помощью следующей зависимости:

$$mf_1 = mf_2 \pm \frac{n}{t},$$

или

$$f_1 = f_2 \pm \frac{n}{mt}.$$

Очевидно, чем больше номер m -й гармоники обоих колебаний и продолжительнее время t наблюдения, тем метод сравнения чувствительнее.

Только что рассмотренный метод выделения гармоник неприменим, когда биения наблюдаются на слух и гармоника находится за пределом слышимости. Ввиду простоты измерительного устройства при слуховом методе, желательно все же использовать преимущества сравнений на гармониках.

Цель может быть достигнута тем, что у одного колебания выделяется гармоника одним порядком выше или ниже, чем гармоника второго колебания. Тогда число биений в секунду будет равно

$$n_1 = (m+1)f - m(f \pm \Delta f) = f \pm m\Delta f.$$

Тон этого биения даст с основной частотой f число вторичных биений $m\Delta f$.

Сохраняя принятые выше обозначения, частота f_1 может быть найдена в этом случае так:

1. Сравниваются две гармоники mf_1 и $(m-1)f_2$; тогда

$$f_1 - [mf_1 - (m-1)f_2] = \pm \frac{n}{t},$$

откуда

$$f_1 = f_2 \pm \frac{n}{(m-1)t}.$$

2. Сравниваются гармоники $(m-1)f_1$ и mf_2 ; имеем

$$f_1 - [mf_2 - (m-1)f_1] = \pm \frac{n}{t}$$

и

$$f_1 = f_2 \pm \frac{n}{mt}.$$

В случае „Б“, при условиях, когда две сравниваемые частоты значительно отличаются друг от друга, сравнение не всегда может быть произведено с достаточной точностью. Здесь возможны два случая:

1. Одна частота равна кратному другой частоты или мало от него отличается. Сравнение может быть произведено, одним из методов, указанных в „А“, если выделить из более низкой частоты гармонику, частота которой равна другой из сравниваемых частот.

2. Обе частоты не находятся в кратном соотношении друг к другу. Здесь возможны, в свою очередь, два случая:

а) Разность между двумя частотами равна звуковой частоте. Разностная частота может быть измерена методом биений при помощи эталонной шкалы частот. Например, для этой цели может быть применен проградуированный генератор переменного тока низкой и повышенной частоты. Если сравниваются две высокие частоты, то к такому генератору могут быть предъявлены пониженные требования точности. Допустим, что сравниваются частоты $f_1 = 100\,000$ и $f_2 = 100\,500$ гц. Тогда ошибка при определении частоты разности $f_2 - f_1 = 500$ гц в 0,5 гц дает конечную погрешность порядка $5 \cdot 10^{-6}$. В общем виде относительная погрешность при измерении помощью звукового генератора может быть принята, с достаточной степенью приближения, равной отношению погрешности $\Delta\varphi$, полученной при измерении генератором звуковой частоты, к среднему арифметическому двух сравниваемых частот

$$\delta = \frac{2 \Delta\varphi}{f_1 + f_2}.$$

откуда следует, что эта погрешность тем меньше, чем выше сравниваемые частоты. В частности этим методом могут быть сравниваемы высшие гармоники двух низких частот, непосредственное сравнение которых не может быть произведено с достаточной точностью.

Сравнение низких частот, значительно отличающихся друг от друга, методом вспомогательного генератора, как только что было указано, не всегда осуществимо и, во всяком случае, затруднено, так как шкала звуковых частот должна обладать точностью одного порядка с точностью сравниваемых частот. В таких случаях выгоднее сравнивать частоты их гармоник, подбираемых таким образом, чтобы они давали между собою биения. Пример: сравниваются частоты $f_1 = 1261,4001$ гц и $f_2 = 1000,0005$ гц. Непосредственно могут быть сравнены, например, $80 f_1 = 100912,008$ и $100 f_2 = 100000,05$ гц или $80 f_1$ с $101 f_2 = 101000,0505$ гц, дающие биения частотами, соответственно 911,958 или 88,042 гц. Если точность генератора звуковой частоты недостаточна для удовлетворительного измерения частоты полученных биений, метод сравнения гармоник может быть применен второй, третий раз и т. д. Вообще следует заметить, что сравнение значительно отличающихся друг от друга частот большей частью сложно, требует специального оборудования, поэтому

невыгодно (разумеется, в том случае, если измерения нужно произвести с предельной метрологической точностью).

б) *Разность между сравниваемыми частотами лежит за пределами слышимости.* Радиотехника обладает способами понижения частоты путем ее деления. Частоты биений получающихся при этом так называемых субгармоник могут быть сменены помощью генератора звуковой частоты. Иногда, наоборот, удается выделить такие две гармоники (с кратными частотами), интерференция между которыми дает биение звуковой частоты.

Разумеется, возможны случаи, когда частота биений между удачно подобранными гармониками (или субгармониками) настолько низка, что может быть определена непосредственно помощью автоматического счетчика.

* * *

Подводя итоги далеко не полному обзору методов междулабораторных сравнений эталонов частоты, мы видим, что измерения наиболее просты в тех случаях, когда сравниваются частоты либо одинаковые, либо эти частоты находятся в кратном отношении друг к другу. При этих условиях достижимы одновременно и наибольшие точности сравнений. Отсюда следует, что целесообразно установление какой-либо „нормальной частоты“, обязательной для всех эталонов частоты. Эта частота может быть как основной частотой того генератора, который является в эталоне задающим (например частота камертона, равная одному килогерцу, или частота пьезокварцевого осциллятора 50 кгц, 100 кгц и т. д.), так и какой-либо гармоникой или субгармоникой этого генератора. Принимая во внимание, что при существующей переуплотненности диапазонов радиочастот, предоставленных отдельным категориям радиостанций, наиболее целесообразна передача путем модуляции низкими частотами несущих волн эксплуатируемых уже радиостанций. Такая „нормальная частота“, равная одному килогерцу, была бы наиболее приемлемой. Эта частота, как уже было упомянуто, имеется у громадного большинства эталонов частоты, поэтому не требуется каких-либо переделок последних.

METHODES DE LA COMPARAISON ENTRELABORATOIRE DES ETALONS DE FREQUENCE

par V. S. Gabel

(Résumé)

Dans cet article on considère et on critique la méthode moderne des comparaisons entrelaboratoires des fréquences des étalons de fréquence. On énumère les possibilités de la transmission des oscillations dans le but des comparaisons entrelaboratoires de leurs fréquences. La meilleure méthode, d'après l'opinion de l'auteur, consiste à transmettre à l'aide de la modulation de basse fréquence la fréquence de transport du poste radiotéléphonique. La fréquence la plus rationnelle est celle de 1000 Hertz, parce qu'elle peut être produite par la plupart des étalons modernes et que pour la transmettre au poste transmetteur on peut employer les fils téléphoniques existants. L'auteur considère aussi les méthodes de comparaison des fréquences. On obtient la plus grande précision avec le moins de perte de temps possible, en comparant, au moyen des battements, les harmoniques supérieures des fréquences à comparer d'un kilohertz.



О НЕКОТОРЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОГРЕШНОСТИ ВОЛНОМЕРА

И. Б. Селютин

В этой статье подводятся итоги дальнейшей нашей работы о погрешности волномера. В настоящее время едва ли нужно доказывать, что вопросам точности не только волномера, но и всякого измерительного прибора должно быть уделено особое внимание. Волномеры с точностью сотых долей процента не являются редкостью.

Следует сказать, что в рассматриваемом вопросе существуют установки, которые некоторыми авторами принимаются за очевидные и которые по нашему мнению, являются спорными. Мы имеем в виду простое суммирование относительных погрешностей, учитывающих отдельные составляющие погрешности волномера. Подобное суммирование ведет, конечно, к значительному увеличению погрешности, в особенности при большом числе слагаемых.

Вопрос о том, во сколько раз эталонный волномер должен быть точнее волномера поверяемого, чтобы первый не влиял на точность второго, решается обыкновенно в том смысле, что точность эталонного волномера берется „с запасом“. По ОСТ 5242 „Волномеры резонансные“ точность эталонного волномера должна быть не менее чем в десять раз выше точности испытываемого. Наши же исследования, как увидим из дальнейшего, показали, что достаточно остановиться на условии, чтобы эталонный волномер был не менее, чем в 3 раза, точнее поверяемого волномера (см. формулу 8).

Ниже мы разбираем следующие вопросы: 1) погрешность эталона, 2) погрешность градуировки, 3) погрешность индикатора резонанса, 4) погрешность, обусловленная интерполированием по приближенной формуле Томсона, 5) погрешность линейного интерполирования по частоте.

Выводы, относящиеся к пунктам 1 и 2, могут быть распространены в той или иной форме на всякий измерительный прибор.

1. ПОГРЕШНОСТЬ ЭТАЛОНА И ПОГРЕШНОСТЬ ГРАДУИРОВКИ

Мы можем написать следующую функциональную зависимость в общем виде:

$$\lambda = F(a_1, a_2, \alpha, \lambda_1, \lambda_2). \quad (1)$$

Здесь α_1 и α_2 — отсчеты на шкале конденсатора волномера: при этом α_1 — отсчет в начале шкалы, α_2 — в конце. Можно, конечно, считать $\alpha_1 = 0$ и $\alpha_2 = \alpha_{\text{макс}}$. Соответственно имеем λ_1 и λ_2 — значения длин волн в начале и в конце шкалы. Иногда мы будем их относить к некоторому участку шкалы. Кроме того,

$$\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$$

и

$$\lambda_1 < \lambda < \lambda_2.$$

Значения λ_1 и λ_2 определяются по образцовому прибору. В дальнейшем мы его будем просто называть эталоном.

Иногда

$$\lambda_1 = n_1 \lambda_0,$$

$$\lambda_2 = n_2 \lambda_0,$$

где n_1 и n_2 — номера гармоник — целые или дробные числа (точные) λ_0 — длина волны прибора еще более высокого класса точности, например кварца.

Абсолютная погрешность величины λ выражается следующим образом:

$$\Delta\lambda = \sqrt{\left(\frac{\partial\lambda}{\partial\alpha_1} d\alpha_1\right)^2 + \left(\frac{\partial\lambda}{\partial\alpha_2} d\alpha_2\right)^2 + \left(\frac{\partial\lambda}{\partial\alpha} d\alpha\right)^2 + \left(\frac{\partial\lambda}{\partial\lambda_1} d\lambda_1\right)^2 + \left(\frac{\partial\lambda}{\partial\lambda_2} d\lambda_2\right)^2}.$$

Говоря о погрешностях, мы будем подразумевать так называемые средние погрешности. Переходя от абсолютной погрешности к относительной, получаем следующее основное уравнение:

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial\lambda}{\partial\alpha_1} d\alpha_1\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial\lambda}{\partial\alpha_2} d\alpha_2\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial\lambda}{\partial\alpha} d\alpha\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial\lambda}{\partial\lambda_1} d\lambda_1\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial\lambda}{\partial\lambda_2} d\lambda_2\right)^2}.$$

Первые два слагаемых подкоренного выражения учитывают погрешность, которая является следствием градуировки волномера, и поэтому мы ее будем называть погрешностью градуировки. Эта погрешность, в зависимости от метода градуировки, может в той или иной степени влиять на погрешность волномера.

Третье слагаемое есть собственно погрешность волномера, зависящая от точности отсчета по шкале конденсатора.

Четвертое и пятое слагаемые представляют то, что мы выше назвали погрешностью эталона.

Здесь, как и в дальнейшем, говоря о погрешности $d\alpha$, мы будем иметь в виду не только ошибку, зависящую от неточности отсчета по шкале; многие иные ошибки, как то ошибка установки по индикатору резонанса и другие, в той или иной степени

влияют на $d\alpha$. Под $d\alpha$ мы, следовательно, понимаем среднюю ошибку от совокупности причин. В первом приближении мы считаем такое допущение возможным. Что касается величины этой ошибки, то этот вопрос решается на основании опыта.

Введя обозначения

$$\delta_{sp} = \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial x_1} d x_1\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial x_2} d x_2\right)^2}, \quad (2)$$

$$\delta_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial \alpha} d \alpha\right)^2}, \quad (3)$$

$$\delta_s = \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial \lambda_1} d \lambda_1\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial \lambda_2} d \lambda_2\right)^2}, \quad (4)$$

мы можем основное наше уравнение, выражающее баланс погрешностей, написать следующим образом:

$$\delta = \sqrt{\delta_{sp}^2 + \delta_0^2 + \delta_s^2}. \quad (5)$$

Чтобы величины δ_{sp} и δ_s не влияли на погрешность δ_0 , положим

$$\delta = \delta_0 + \frac{1}{20} \delta_0. \quad (6)$$

Дело в том, что δ_0 — величина приблизительная, и увеличение ее на $1/20$, т. е. на 5% , может быть рассматриваемо как погрешность этой величины. При более грубых подсчетах можно, впрочем, считать

$$\delta = \delta_0 + \frac{1}{10} \delta_0.$$

Уравнения (5) и (6) дают

$$\sqrt{\delta_{sp}^2 + \delta_s^2} \approx \frac{1}{3} \delta_0 \approx \frac{1}{3} \delta, \quad (7)$$

т. е. суммарная погрешность, обусловленная градуировкой и эталоном, должна быть не менее чем в 3 раза меньше собственной погрешности волномера.

Условие (7) может быть выполнено при разных обстоятельствах:

а) если δ_{sp} и δ_s одинакового порядка, тогда очевидно следующее соотношение:

$$\delta_{sp} = \delta_s = \frac{1}{3\sqrt{2}} \delta_0 \approx \frac{1}{4} \delta_0 \approx \frac{1}{4} \delta. \quad (7-a)$$

б) если δ_{sp} значительно меньше δ_s , для чего достаточно

$$\delta_{sp} \approx \frac{1}{3} \delta_s,$$

и следовательно

$$\delta_{sp} \approx \frac{1}{9} \delta_0 \approx \frac{1}{9} \delta. \quad (7-b)$$

в) если, наоборот,

$$\delta_s \approx \frac{1}{3} \delta_{sp},$$

то

$$\delta_{sp} \approx \frac{1}{3} \delta_0 \approx \frac{1}{3} \delta. \quad (7-c)$$

И наконец, если погрешность градуировки задана, то

$$\delta_s = \frac{1}{3} \sqrt{\delta_{sp}^2 + \delta_0^2} = \frac{1}{3} \delta, \quad (8)$$

т. е. эталонный волномер должен быть не менее чем в 3 раза точнее волномера поверяемого (с учетом погрешности градуировки).

Пример 1. Имеется резонансный волномер со средней погрешностью $\delta_0 = 0,3\%$. Если его градуировать по гетеродинному волномеру, погрешность которого $0,1\%$, то его влияние не будет сказываться, если методу градуировки будет обеспечена погрешность не более $0,033\%$.

Пример 2. Резонансный волномер с погрешностью $0,3\%$ должен быть градуирован так, чтобы погрешность градуировки не была больше $0,2\%$, в этом случае полная погрешность волномера будет $\sqrt{0,3^2 + 0,2^2}\%$, а следовательно, эталонный волномер должен быть с погрешностью около $\frac{1}{3} \sqrt{0,3^2 + 0,2^2} = 0,12\%$.

Пример 3. Гетеродинный волномер поверяется по кварцу. В этом случае выражение (4) превращается просто в относительную погрешность кварца.

Пример 4. Кварц поверяется по кварцу на гетеродинном волномере. Формула (5) будет иметь следующий вид:

$$\delta_{кв} = \delta_s, \quad (9)$$

так как

$$\delta_{sp} = 0 \text{ и } \delta_0 = 0.$$

Формула (9) означает, что относительная погрешность, с которой измеряется кварц, равна полной погрешности образцового гетеродина; эта последняя в свою очередь равна

$$\delta_s = \sqrt{\delta_{sp}^2 + \delta_0^2 + \delta_{кв. \text{ этал.}}^2}$$

где δ_0 и δ_{sp} — составляющие погрешности гетеродина, $\delta_{кв. \text{ этал.}}$ — погрешность эталонного кварца, стабилизирующего гетеродин.

II. ПОГРЕШНОСТЬ ИНДИКАТОРА

Для резонансного волномера А. А. Ванев¹ дает следующие формулы погрешностей:

Для индикатора с квадратичной шкалой

$$\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{кв} = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2n-1}}, \quad (10)$$

для линейной шкалы

$$\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{лин} = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{4n-1}{4n^2-4n+1}}, \quad (11)$$

где n — число отсчетных точек на шкале индикатора резонанса, θ — логарифмический декремент затухания колебательного контура волномера, равный

$$\theta = \pi r \sqrt{\frac{C}{L}}$$

где r — активное сопротивление, C и L — емкость и самоиндукция.

Сведем формулы (10) и (11) к одной.

Имеем

$$\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{лин} = \frac{\theta}{2\pi} \sqrt{\frac{4n-1}{4n^2-4n+1}} = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2n-1}} \cdot \sqrt{\frac{4n-1}{2n-1}}$$

но так как обыкновенно $n \gg 1$, то приближенно можно считать

$$\frac{4n-1}{2n-1} = 2,$$

и следовательно,

$$\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{лин} = \sqrt{2} \left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{кв} = 1,4 \left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{кв}, \quad (12)$$

т. е. при одинаковых условиях индикатор с линейной шкалой дает погрешность почти в полтора раза больше погрешности в случае квадратичной шкалы.

Погрешность, обусловленная индикатором, в той или иной степени влияет на среднее значение $d\alpha$, о чем мы говорили выше.

Итак, пусть $d\alpha$ — средняя ошибка отсчета по шкале конденсатора волномера, учитывающая собственно ошибку отсчета, которую обозначим через $d\alpha_1$, и ошибку, зависящую от индика-

¹ А. А. Ванев. О погрешности волномера резонансного типа, „Вестник Электропромышленности“ 1931, № 11 — 12.

тора, — $d\alpha_{II}$; тогда, на основании несложных соображений, можем написать

$$d\alpha = \sqrt{d\alpha_1^2 + d\alpha_{II}^2}. \quad (13)$$

Из формулы (10) находим

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\Delta C}{2C} = \frac{\vartheta}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2n-1}}. \quad (13')$$

Если конденсатор прямоемкостный, то

$$C = A\alpha + B,$$

где A и B — постоянные, равные:

$$A = \frac{C_{\max} - C_0}{\alpha_2 - \alpha_1},$$

$$B = C_0 - \frac{C_{\max} - C_0}{\alpha_2 - \alpha_1} \alpha_1.$$

Здесь C_0 и C_{\max} — емкости, соответствующие отсчетам α_1 и α_2 , следовательно,

$$\Delta C = A d\alpha_{II} = \frac{C_{\max} - C_0}{\alpha_2 - \alpha_1} d\alpha_{II}.$$

Подставляя в (13') и беря $C = C_{\max}$, находим:

$$d\alpha_{II} = \frac{C_{\max} \vartheta}{C_{\max} - C_0} \cdot \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\pi \sqrt{2n-1}} = \frac{\gamma^2 \vartheta (\alpha_2 - \alpha_1)}{(\gamma^2 - 1) \pi \sqrt{2n-1}}, \quad (14)$$

где γ — коэффициент диапазона, как известно, равный

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_0}}.$$

Для того чтобы погрешность индикатора не влияла на погрешность волномера, полагаем

$$d\alpha_{II} < \frac{1}{3} d\alpha_1$$

на основании тех же рассуждений, которые привели нас к формуле (7).

Имеем, кроме того,¹

$$d\alpha_1 = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2m},$$

¹ И. Б. Селютин. К вопросу о погрешности волномера, "Известия электропромышленности слабого тока", 1934, стр. 22, № 10.

где m — число отсчетных точек на шкале конденсатора волномера, следовательно,

$$\frac{\gamma^2}{\gamma^2 - 1} \cdot \frac{\theta}{\pi} \cdot \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\sqrt{2n - 1}} \leq \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{6m},$$

откуда

$$n \geq 1,8 m^2 \theta^2 \cdot \frac{\gamma^4}{(\gamma^2 - 1)^2}. \quad (15)$$

Для линейной шкалы получается

$$n \geq 3,6 m^2 \theta^2 \frac{\gamma^4}{(\gamma^2 - 1)^2}. \quad (16)$$

Пример 1. Резонансный волномер должен иметь следующие параметры: декремент $\theta = 0,015$; число отсчетных точек на шкале конденсатора $m = 360$; коэффициент диапазона $\gamma = 2,5$. Сколько отсчетных точек должен иметь индикатор резонанса?

По формуле (15) находим:

$$n \geq \frac{1,8 \cdot 0,015^2 \cdot 360^2 \cdot 2,5^4}{(2,5^2 - 1)^2} \approx 80.$$

Для индикатора с линейной шкалой $n = 160$.

Пример 2. Волномер с прямым конденсатором и пониусом при $m = 1500$, $\gamma = 2$, $\theta = 0,015$ и индикатором с квадратичной шкалой $n = 60$.

Погрешность для начала шкалы по известной формуле будет

$$\delta_0 = \frac{\gamma^2 - 1}{4m} = \frac{2(\gamma^2 - 1) d\alpha_1}{4(\alpha_2 - \alpha_1)},$$

кроме того,

$$d\alpha = \sqrt{d\alpha_1^2 + d\alpha_2^2}.$$

Имеем $d\alpha_1 = 0,05^\circ$; $d\alpha_2$ находим по формуле (14), где следует вместо C_{\max} взять C_0 . Тогда $d\alpha_2 = 0,02^\circ$, следовательно, $d\alpha = 0,054^\circ$ таким образом

$$\delta_0 = \frac{(2^2 - 1) \cdot 0,054}{2 \cdot 1500} \cdot 100\% = 0,054\%.$$

Если применить обыкновенное суммирование формул

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\gamma^2 - 1}{4m}$$

и

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2n - 1}},$$

то результат будет 0,093%. Если положить погрешность эталона около 0,02%, то

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \sqrt{0,054^2 + 0,02^2} = 0,058\%$$

т. е., как мы и ожидали, погрешность эталона не будет сказываться на результате. При суммировании погрешностей получается уже 0,113%, т. е. увеличение почти вдвое.

III. ПОГРЕШНОСТЬ ИНТЕРПОЛИРОВАНИЯ ПО ПРИБЛИЖЕННОЙ ФОРМУЛЕ ТОМСОНА

Приближенная формула Томсона, как известно, имеет вид

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (17)$$

где f_0 — частота, L — самоиндукция, C — емкость колебательного контура. Если положить

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L}} = m$$

и

$$C = A\alpha + B,$$

то формула (19) дает

$$f_0^2 = \frac{m^2}{A\alpha + B}. \quad (18)$$

При

$$\alpha = \alpha_1, f_0 = f_1;$$

при

$$\alpha = \alpha_2, f_0 = f_2,$$

где f_1 и f_2 — значения частоты в начале и в конце некоторого участка шкалы. Эти значения, как известно, определяются по эталонному прибору. Определив коэффициенты A и B и подставив их в формулу (17), находим

$$f^2 = \frac{1}{\frac{\alpha - \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \left(\frac{1}{f_2^2} - \frac{1}{f_1^2} \right) + \frac{1}{f_1^2}}. \quad (19)$$

Точная формула Томсона следующая:

$$f = \frac{\sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}}}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (20)$$

откуда

$$f^2 + n^2 = \frac{m^2}{A\alpha + B}, \quad (21)$$

где

$$n = \frac{R}{4\pi L} = \frac{\delta}{2\pi}$$

(δ — коэффициент затухания).

Формула (21) по внешнему виду сходна с формулой (18), а потому можем сразу написать:

$$f^2 + n^2 = \frac{1}{\frac{\alpha - \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \left[\frac{1}{f_2^2 + n^2} - \frac{1}{f_1^2 + n^2} \right] + \frac{1}{f_1^2 + n^2}} \quad (22)$$

Следует иметь в виду, что в опорных точках (α_1 , α_2) значения f и f_0 должны совпадать.

Очевидно,

$$\frac{f^2 - f_0^2}{f_0^2} = \frac{(f_0 + f)(f - f_0)}{f_0^2} \approx \frac{2\Delta f}{f} \approx \frac{f^2}{f_0^2} - 1.$$

Для упрощения, а также, желая получить только порядок погрешности, полагаем

$$\alpha = \frac{1}{2}(\alpha_1 + \alpha_2);$$

тогда

$$f_0^2 = \frac{2f_2^2\gamma_0^2}{\gamma_0^2 + 1},$$

где

$$\gamma_0 = \frac{f_1}{f_2},$$

т. е. коэффициент диапазона на участке шкалы, и соответственно

$$f^2 = \frac{2f_2^4\gamma_0^2 + n^2 f_2^2\gamma_0^2 + n^2 f_2^2}{f_2^2(\gamma_0^2 + 1) + 2n^2},$$

следовательно

$$2\frac{\Delta f}{f} = \frac{f^2}{f_0^2} - 1 = \frac{n^2(\gamma_0^2 - 1)^2}{(\gamma_0^2 + 1)(2f_2^2\gamma_0^2 + n^2\gamma_0^2 + n^2)} \approx \frac{n^2(\gamma_0^2 - 1)^2}{4f_2^2},$$

так как γ_0 близко к единице, а выражение $n^2\gamma_0^2 + n^2$ мало по сравнению с $2f_2^2\gamma_0^2$.

Окончательно имеем следующую приближенную формулу:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\delta^2(\gamma_0^2 - 1)^2}{32\pi^2 f_2^2} \approx \frac{\delta^2}{3}(\gamma_0^2 - 1)^2 \%. \quad (23)$$

Для примера рассмотрим гетеродинный волномер, у которого шкала разделена на 10 равных участков. Тогда

$$\gamma_0 = \sqrt[10]{\gamma}.$$

Принимая $\gamma = 2$, получим $\gamma_0 = 1.07$ и при $\theta = 0,015$ — находим

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{0,015^2 (1,07 - 1)^2}{3} \% = 1,6 \cdot 10^{-6} \frac{v}{\alpha}$$

Отсюда видно, что интерполируя по приближенной формуле Томсона, мы делаем чрезвычайно малую погрешность.

IV. ПОГРЕШНОСТЬ ЛИНЕЙНОГО ИНТЕРПОЛИРОВАНИЯ ПО ЧАСТОТЕ

В настоящее время к каждому волномеру прилагается таблица градуировки. Это значительно облегчает пользование волномером. Для составления этой таблицы необходимо иметь несколько опорных точек, по которым и может быть составлена таблица. Упрощение вычислений достигается, если применить прямолинейное интерполирование. Так как градуировочная таблица должна давать значения прямо в частотах, то и возникает вопрос о погрешности линейного интерполирования по частоте. Погрешность в этом случае должна быть больше, чем при интерполировании по волне, так как в первом случае прямая заменяет гиперболу, а во втором — параболу.

Интерполирование по волне, как известно, дает максимальную погрешность, равную

$$\frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{1}{8} \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} - 1 \right)^2 \quad (24)$$

где

$$\frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \gamma_0$$

Переходим к выводу интересующей нас погрешности.

Имеем

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{\sqrt{p\alpha + q}}$$

где v — скорость распространения электромагнитных колебаний, p и q — параметры волномера с емкостным конденсатором причем

$$p = \frac{v^2 (f_1^2 - f_2^2)}{f_1^2 f_2^2 (\alpha_2 - \alpha_1)}$$

$$q = \frac{v^2 (f_2^2 \alpha_2 - f_1^2 \alpha_1)}{f_1^2 f_2^2 (\alpha_2 - \alpha_1)}$$

Интерполируя линейно, находим

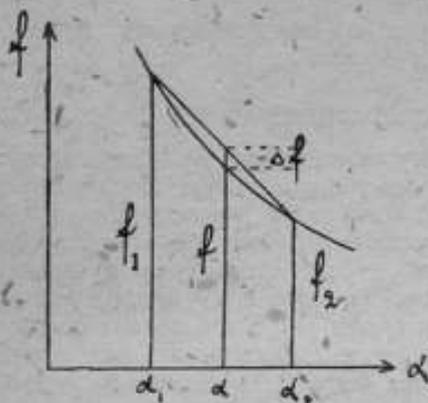
$$f = S\alpha + M,$$

¹ И. Б. Селютин. Погрешность линейного интерполирования при вычислении длины волн, „Техника радио и слабого тока“ 1932, № 11.

где

$$S = -\frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1},$$

$$M = \frac{f_1 \alpha_2 - f_2 \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1},$$



■ Абсолютная погрешность будет (см. рис. 1)

$$\Delta f = S\alpha + M - \frac{v}{\sqrt{p\alpha + q}},$$

достигающая максимального значения при

$$\alpha = \alpha_k = \sqrt[3]{\frac{v^2}{4pS^2} - \frac{q}{p}},$$

Рис. 1.

следовательно,

$$(\Delta f)_{\max} = S \sqrt[3]{\frac{v^2}{4pS^2} - \frac{q}{p}} + M + \frac{v}{\sqrt[3]{\frac{pv}{2S}}}$$

Максимальную погрешность определяем как $\frac{\Delta f_{\max}}{f_2}$, таким образом

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f}{f} &= -\frac{3}{2} \sqrt[3]{\frac{2f_1^2}{f_2(f_1 + f_2)}} + \frac{f_1^2 + f_1 f_2 + f_2^2}{f_2(f_1 + f_2)} = \\ &= \frac{\gamma_0^2 + \gamma_0 + 1}{\gamma_0 + 1} - \frac{3}{2} \sqrt[3]{\frac{2\gamma_0^2}{\gamma_0 + 1}}. \end{aligned}$$

Разлагая в ряд по степеням $\gamma_0 - 1$, получаем следующее приближенное выражение:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{3}{8} (\gamma_0 - 1)^2. \quad (25)$$

Сравнение формул (25) и (24) показывает, что погрешность линейного интерполирования по частоте в 3 раза превышает таковую по длине волны.

Для примера, рассмотренного в конце предыдущего параграфа, получаем

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{3}{8} (1,07 - 1)^2 = 0,2\%.$$

SUR QUELQUES COMPOSANTES DE L'ERREUR DE L'ONDEMETRE

par I. B. Célutine

(Résumé)

Cet article résume la continuation des travaux de l'auteur concernant l'erreur de l'ondemètre. Il contient la solution des questions suivantes:

1. L'erreur de l'étalon,
2. L'erreur de la graduation.
3. L'erreur de l'indicateur de la résonance.
4. L'erreur de l'interpolation d'après la formule approximative de Thomson.
5. L'erreur de l'interpolation linéaire d'après la fréquence.

La solution des questions mentionnées dans les articles 1 et 2 est donnée dans les formules (5)—(8). En particulier, la formule (8) démontre que l'ondemètre étalon doit être au moins trois fois plus précis que l'ondemètre à vérifier. Cette conclusion peut être appliquée à chaque appareil électrique.

Les formules (15) et (16) donnent la possibilité de déterminer le nombre des points que doit avoir l'échelle de l'indicateur d'un ondemètre de résonance à condensateur linéaire de capacité, afin que l'erreur de l'indicateur n'ait pas d'influence sur l'erreur propre de l'ondemètre.

A l'aide de la formule (23) on définit l'erreur de l'interpolation d'après la formule approximative de Thomson. Cette erreur ne doit pas être confondu avec l'erreur de la formule, même de Thomson.

Et enfin la formule (25) rend compte de l'erreur de l'interpolation linéaire dans le cas où celle-ci est faite d'après la fréquence. Cette dernière erreur, comme on le voit de la comparaison des formules (25) et (24), est trois fois plus grande que l'erreur de l'interpolation linéaire d'après les longueurs d'ondes.

ГЕТЕРОДИННАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДЛИН КОРОТКИХ ВОЛН

Г. А. Кьяндский

Одной из задач данной работы было создание установки для градуировки волномеров коротковолнового диапазона, поступающих в поверку.

Для градуировки резонансных волномеров в диапазоне частот от 1,7 до 32 МГц или длин волн от 10 до 180 м в лаборатории ВНИИМ в качестве образцового прибора применен резонансный волномер,¹ обладающий относительной погрешностью порядка 0,02 — 0,05%. Однако этот образцовый резонансный волномер не удовлетворяет всем требованиям поверок в коротковолновом диапазоне. Прежде всего желательно некоторое расширение пределов шкалы в сторону понижения частоты, так как стандартным диапазоном для коротковолновых волномеров являются пределы частот от 30 до 1,5 МГц ($\lambda = 10 - 200$ м). Кроме того, необходимо поверять с достаточной точностью и длинноволновые волнометры в начале их шкалы, необходимо также организовать поверку ламповых — гетеродинных — волномеров. Наконец, следует обеспечить образцовым прибором и поверку волномеров коротких волн при наличии детектора и телефона. Последний индикатор резонанса встречается в некоторых волномерах, хотя он и не предусмотрен ОСТом².

Все эти требования и определили тип разрабатываемой установки: следует, очевидно, применить гетеродинный образцовый волномер и использовать как метод биений двух незатухающих колебаний, так и реактивный метод измерения частоты.

Спроектированная волномерная установка позволит производить периодическое сличение ее с изготавливаемым в настоящее время основным эталоном частоты лаборатории.

Разработанная установка состоит из следующих приборов: термостата для пьезокварцевых пластинок, пьезокварцевого генератора, приемного устройства и образцового гетеродинного волномера.

Перейдем к описанию установки.

1. Термостат для пьезокварцевых пластинок.
При разработке конструкции воздушного термостата в основу

^{1, 2} — Ссылки на литературу, список которой приведен в конце статьи.

положена идея чередования слоев в определенной последовательности, предложенная Маррисоном. Первый внешний теплоизолирующий слой представляет собою дубовый ящик *A* (рис. 1), выложенный изнутри пробковыми прокладками *B*. К этому же слою относится и войлочная обертка *G*, замененная в дальнейшем слоем пробковой крошки. Второй слой, нагревательный, состоит из никелиновой проволоки *F*, намотанной на цилиндре внутри асбестового слоя. Третий слой, теплораспределительный, должен обладать большой теплопроводностью и малой теплоемкостью. Аналогично термостату американского Бюро стандартов, третий слой выполнен в виде толстостенного медного цилиндра *C* с основанием *E* и крышкой *D* также из меди. Наконец, четвертый слой имеет целью уменьшение колебаний температуры внутренней камеры по сравнению с колебаниями температуры цилиндра. Этот слой должен быть выполнен из вещества, обладающего малой теплопроводностью и большой теплоемкостью. В термостате

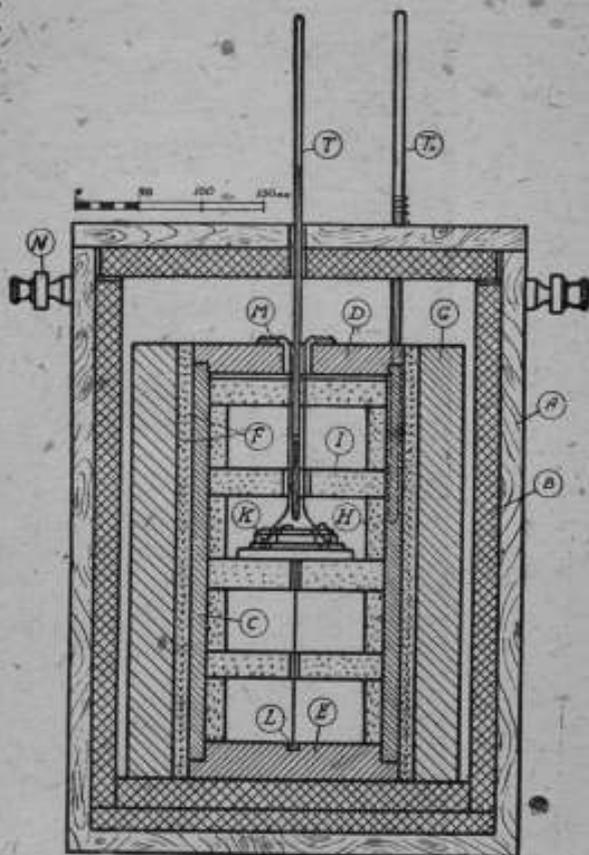


Рис. 1. Термостат для пьезокварцевых пластинок.

ВНИИМ для этой цели применен азбест. Вся внутренняя камера термостата разбита на четыре отделения при помощи азбестовых колец *H* и азбестовых дисков *I*. На среднем диске помещен кварцедержатель *K* для трех пьезокварцевых пластинок. Нижние обкладки каждой из трех кварцевых пластинок соединены с точкой *L* основания цилиндра *E*. Цилиндр заземляется. Верхние обкладки пьезокварцев соединяются тонкими проводниками с ламелями *M* на крышке *D* цилиндра. Каждая из трех ламелей *M* изолирована от крышки *D* фибровой про-

кладкой. Ламели M соединены проводниками, не показанными на схеме, с зажимами эбонитовой панели N на боковой стенке термостата. На рис. 2 приведена фотография термостата с открытой боковой стенкой. Температура внутренней камеры термостата контролируется палочным термометром с наружной шка-

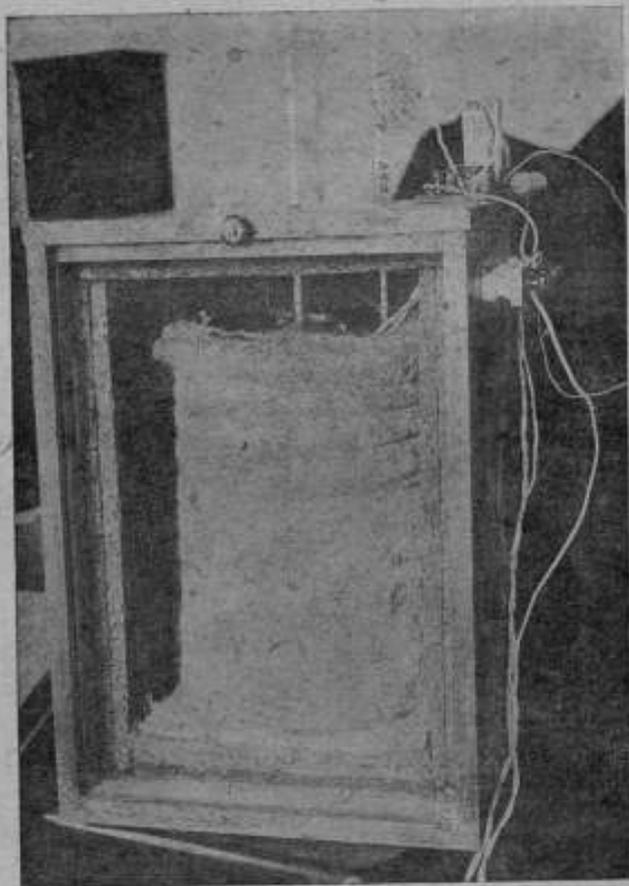


Рис. 2. Вид термостата со снятой боковой дверцей.

лой T . Второй термометр T_k — контактный — вставляется в вертикальное отверстие, просверленное в стенке медного цилиндра C (рис. 1). Контактный термометр T_k имеет три платиновых контакта на 30, 40 и 50°C и еще один в нижней части шкалы.

Обмотка термостате Tn питается переменным током от осветительной сети 120 V через ламповый реостат R (рис. 3). Терморегулятором является ртутный контактный термометр T_k в соединении с реле, автоматически включающим и выключающим

цепь питающего термостат тока. Цепь реле присоединена к точкам c , d контактного термометра T_b (рис. 3). Когда температура поверхности цилиндра термостата поднимется настолько, что столбик ртути в термометре T_b коснется контакта d , то цепь электромагнита реле L , питаемого от аккумуляторной батареи E , замкнется. Сердечник электромагнита при этом притянет якорь и тем самым разомкнет цепь главного тока в точках a , b . При последующем (вследствие размыкания главного тока) охлаждении цилиндра термостата столбик ртути опустится и отойдет вниз от контакта d . Цепь реле разомкнется; контакт между точками a и b восстановится, т. е. главный ток (ток обмотки термостата) будет включен.

В качестве реле были последовательно испытаны: электромагнит с рычагом — изготовления лаборатории, реле с ртутным контактом в водороде — изготовления завода „Этадон“ и, наконец, реле телефонного типа завода „Красная заря“. Для уменьшения искрообразования в термометре T_b (при опускании столба ртути) применено шунтирование контактов реле конденсатором в $0,25 \mu\text{F}$ в последовательном соединении с сопротивлением в 1500Ω .

Для уменьшения времени стабилизации температуры внутренней камеры термостата применяется предварительное прогревание обмотки термостата током $1,5-2,0 \text{ A}$ с переключением обмотки после первого срабатывания реле на ток около $0,5 \text{ A}$. Через 3 часа с момента включения термостата температура воздуха внутренней камеры его устанавливается в $39,98 \pm 0,05^\circ\text{C}$.

2. Пьезокварцевый генератор. С целью разбивки диапазона лампового волномера на небольшие участки применены три пьезокварцевых пластинки, помещенные в общем держателе во внутренней камере термостата.

Собственные частоты кварцевых пластинок: 4330 , 2010 и 1000 kHz . Схема кварцевого генератора приведена на рис. 4. Первоначально в каскаде кварцевого генератора была применена экранированная лампа типа CO-44 с целью получения неизменяемости частоты генератора от величины нагрузки. Замечено было, что схема, легко возбуждающаяся на высоких частотах, генерирует с трудом при частоте 1000 kHz . В дальнейшем была применена схема кварцевого генератора на трехэлектродной лампе типа УБ-107 с последующим усилением на экранированной лампе типа CO-44 (рис. 4). Окончательно выбрана для работы эта

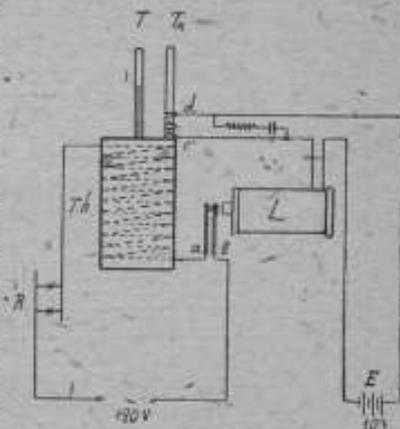


Рис. 3. Схема включения термостата и реле.

последняя схема, как давшая лучшие результаты по сравнению с предыдущей и к тому же легко возбуждающаяся при каждом из трех примененных кварцев. Итак, на схеме (рис. 4) приведены: каскад кварцевого генератора, каскад усиления или, так называемый—буферный каскад, и детекторный каскад.

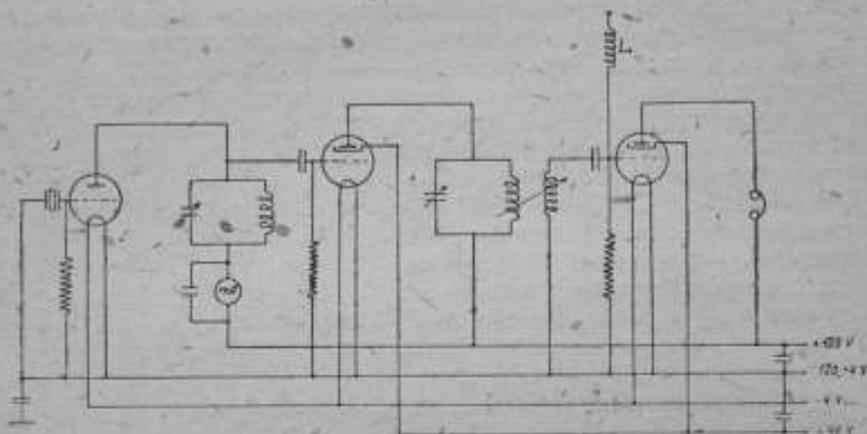


Рис. 4. Схема пьезокварцевого генератора и лампового детектора.

3. Приемно-усилительная часть. Для выделения гармоник кварцевого генератора и лампового волномера и наблюдения их биений была собрана схема приемника-усилителя (рис. 5), позволяющая обнаруживать отдельные гармоники. Большая селективность схемы и некоторая сложность настройки ограничивают применение ее лишь для измерения частот радиостанций. Для проверки же коротковолновых волномеров, когда источником энергии является ламповый генератор, находящийся в той же комнате, где и ламповый волномер, а также для градуировки последнего по пьезокварцам, целесообразно применение упрощенной приемной схемы. Хорошие результаты достигнуты применением экранированной лампы типа СБ-112 в качестве детекторной, питаемой от общих источников с кварцевым генератором (последняя лампа на рис. 4).

4. Гетеродинный волномер. Схема лампового волномера выбрана диатронная. Несколько лет тому назад применение диатронной схемы препятствовало необходимости использования специальных ламп с хорошо развитой сеткой. В настоящее время для работы в этой схеме могут быть применены обычные экранированные лампы. В литературе по диатронным генераторам⁴⁻⁸ неоднократно отмечалась стабильность частоты генери-

руемых ими колебаний. Это обстоятельство особенно важно для гетеродинного волномера. Представляет удобство в изготовлении катушек самоиндукции и то обстоятельство, что в динатронной схеме не требуется наличия катушки обратной связи. Наконец, динатронная схема генерирует в широких пределах частот, что также благоприятствует использованию ее в волномерах.

Выбранная нами схема лампового волномера приведена на рис. 6. Колебательный контур LC включен в анодную цепь экранированной лампы СО-44. Экранная сетка имеет более высокий потенциал, чем анод. Окончательно выбранные значения потенциалов: $E_a = 40 \text{ V}$, $E_{(a)} = 120 \text{ V}$. Управляющая сетка соединена на-коротко с общей точкой схемы; предусмотрена, однако, возможность включения на сетку батареи смещения. В анодную цепь включен миллиамперметр для контроля генерации и для работы в качестве индикатора при пользовании реактивным методом — для проверки резонансных волномеров, не имеющих индикатора или же имеющих индикатором детектор и телефон. В качестве анодного миллиамперметра исполь-

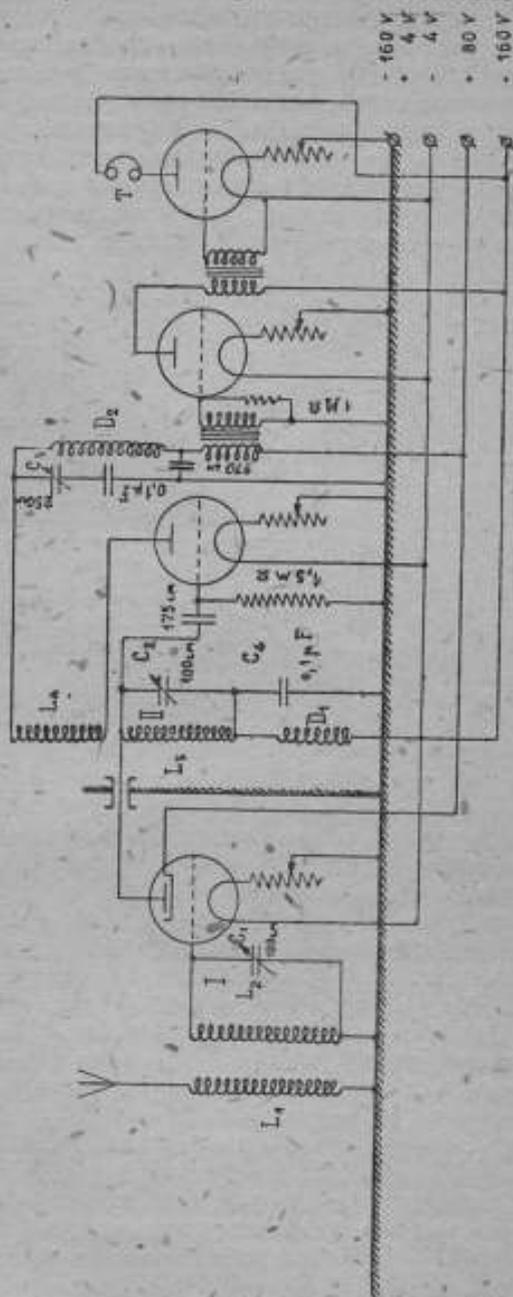


Рис. 5. Схема коротковолнового приемника-усилителя.

зован вольтметр Вестона на 15 В — модель 301. Этот же прибор, при помощи не показанного на схеме переключателя, применяется для измерения напряжения накала.

На рис. 7 приведен внешний вид диатронного волномера. Конденсатором контура является конденсатор Стиллина прецизионного типа с линейной емкостной характеристикой. Катушки самоиндукции намотаны на фарфоровых цилиндрах, изготовленных гос. фарфоровым заводом. Волномер не имеет экранировки, однако одна из обкладок конденсатора контура и металлический футляр его соединены с землей. Питание волномера производится от аккумуляторных батарей.

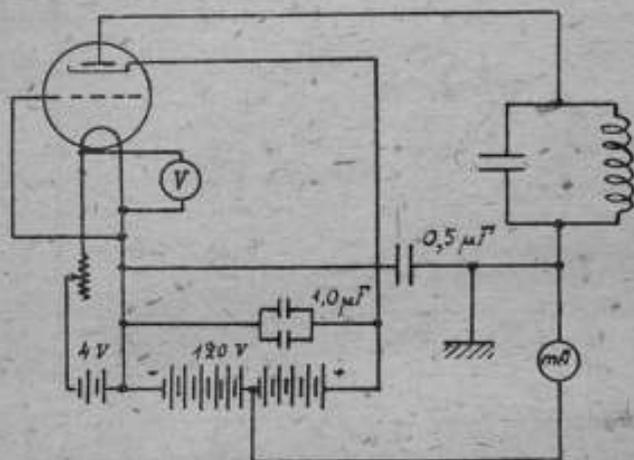


Рис. 6. Схема диатронного волномера.

Для связи между ламповым волномером и приемной схемой применена катушка связи L_0 (рис. 4), присоединяемая одним концом к сетке детекторной лампы; другой же конец катушки L_0 остается не присоединенным к схеме.

Пределы частот изготовленного волномера — от 800 до 15000 kHz.

5. Коротковолновый генератор. Источником электромагнитных колебаний, возбуждающим поверяемые волномеры, является собранный в лаборатории коротковолновый ламповый генератор (рис. 8). Схема генератора — обычная трехточечная (Hartley). Две лампы типа М-41 (Г-5). Питание нитей ламп — от сети переменного тока, питание анодов — от кенотронного выпрямителя с двумя лампами типа К-5.

Особенностью генератора является возможность получения любой частоты в пределах от 1 до 20 MHz. Настройка колебательного контура производится при помощи конденсатора переменной емкости фирмы Fölg, пробивное напряжение которого

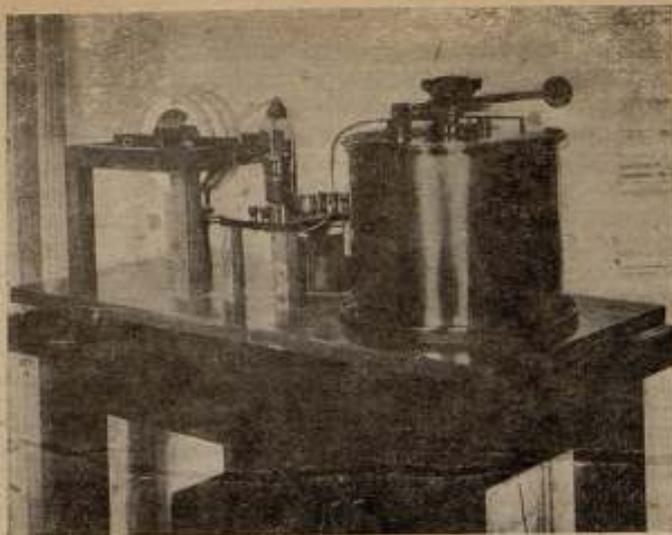


Рис. 7. Внешний вид диатронного волномера.

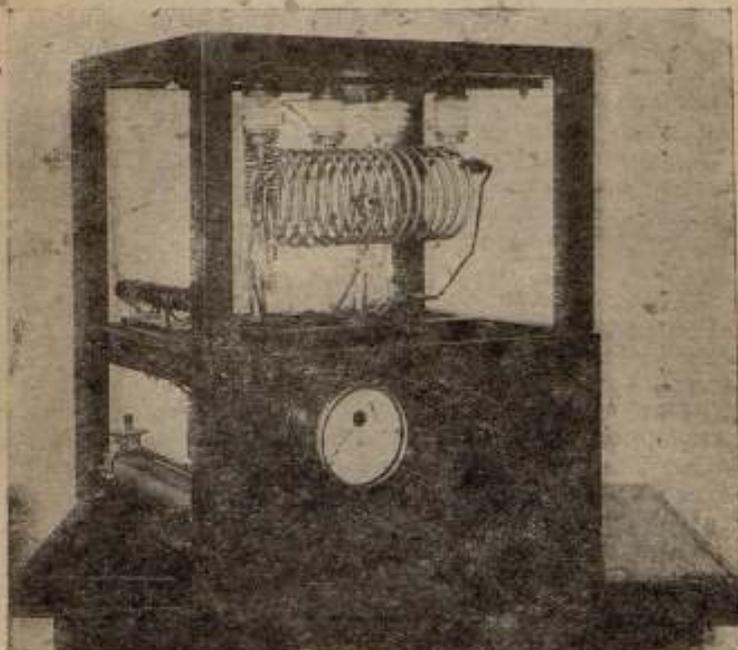


Рис. 8. Коротковолновый ламповый генератор.

свыше 2000 V. Наличие верньера обеспечивает плавное перемещение подвижной системы пластин на незначительный угол. Указанный выше диапазон перекрывается при помощи ряда сменных катушек самоиндукции в 2, 3, 5, 8, 15 и 50 витков.

6. Методы наблюдения. В настоящем состоянии работы в основном применен метод нулевых биений. Поверяемый резонансный коротковолновый волномер связывается слабой связью с описанным выше ламповым генератором и настраивается в резонанс по своему индикаторному прибору. Включается детекторный каскад схемы (рис. 4) и динаatronный волномер. Наблюдаются биения между генератором и динаatronным волномером и отмечаются отсчеты по конденсатору последнего, соответствующие нулевым биениям гармоник генератора и волномера.

Динаatronный генератор должен быть предварительно градуирован по гармоникам пьезокварцев при установившейся температуре термостата. По полученным „опорным точкам“ конденсатора динаatronного волномера шкала его разбивается на отдельные участки, для каждого из которых выводится интерполяционная формула (см. следующий раздел). Для того чтобы при проверке резонансного волномера иметь возможность пользоваться выведенными ранее уравнениями динаatronного волномера, необходимо непосредственно после измерения определить положение опорных точек и в отсчеты по динаatronному волномеру в день градуировки внести поправки с соответствующим знаком.

В случае, если проверяемый волномер имеет в качестве индикатора детектор и телефон или же совсем не имеет индикатора, сравнение его с динаatronным волномером может быть выполнено по реактивному методу. Тогда из всей установки включается только динаatronный волномер и непосредственно с ним связывается проверяемый волномер. Резонанс определяется по увеличению „вносимого“ сопротивления в контуре динаatronа, дающему резкое изменение показания анодного миллиамперметра.

Из других методов был испытан метод высокочастотного мультивибратора. Собранный мультивибратор на специально изготовленных сопротивлениях (намотка типа Ayrton-Perry) на лампах П-7, УО-104 и других возбудился на волне порядка 500 м и дал спектр гармоник. Возбудить его на более короткой волне и стабилизировать его частоту при помощи примененных в работе кварцев не удалось, вследствие чего этот метод был оставлен.

Также неудачной оказалась попытка градуировки динаatronного генератора непосредственно по коротковолновым светящимся пьезокварцевым резонаторам из-за недостаточной мощности генерируемых динаatronом колебаний.

Ввиду этого в работе применен изложенный выше метод нулевых биений. В дальнейшем намечено повышение точности установки, например, путем применения электронного осциллографа и звукового генератора.

7. Интерполяционные формулы. В случае градуировки диатронного волномера на длины волн можно воспользоваться интерполированием по квадратам волн⁹. Так как конденсатор, примененный в диатронном волномере, прямоемостный, то зависимость $\lambda^2 = \varphi(\alpha)$ будет линейной (α — отсчет по шкале конденсатора волномера). В настоящее время, однако, градуировка волномера производится, как правило, по частоте.

Кривая $f = \varphi(\alpha)$, как известно, имеет вид близкий к гиперболе. Ввиду этого формула для интерполяции по частоте будет иметь сложный вид. Для этой цели может быть предложено несколько формул, из них наиболее точной следует считать формулу Томсона при введении в нее уравнения кривой прямо-емкостного конденсатора¹⁰. Приведем эту формулу в обозначениях, соответствующих рис. 9:

$$f_x = \frac{f_1 \cdot f_2 \cdot \sqrt{\alpha_2 - \alpha_1}}{\sqrt{(f_1 + f_2)(f_1 - f_2)(\alpha_x + k)}} \quad (1)$$

где

$$k = \frac{f_1^2 \cdot (\alpha_2 - \alpha_1)}{(f_1 + f_2)(f_1 - f_2)} - \alpha_2. \quad (2)$$

Пользование формулой (1) требует довольно длительных вычислений (логарифмирование с последующим нумерированием). Мы задались целью найти формулу более простую для вычислений, но дающую возможно более близкое приближение по результату к точной формуле.

Будем искать зависимость в виде:

$$f_x = \frac{a}{\alpha_x} + b, \quad (3)$$

где a и b — постоянные, α_x — отсчет по конденсатору, для которого определяется искомая частота f_x .

Написав уравнение (3) сперва для одной опорной точки (α_1), а затем и для другой точки (α_2), находим значение постоянных:

$$a = \frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2, \quad (4)$$

$$b = f_2 - \frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot \alpha_1. \quad (5)$$

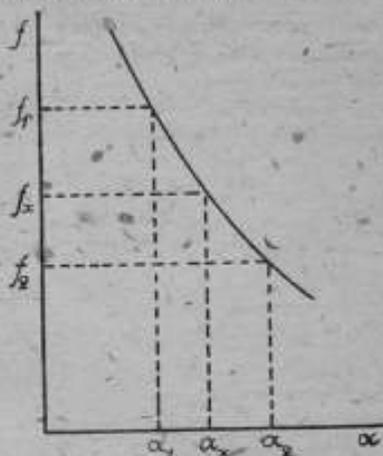


Рис. 9. График частот (к формулам интерполяции).

Подставляя эти значения в уравнение (3), получаем после преобразований:

$$f_x = f_2 + \frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot \alpha_1 \left(\frac{\alpha_2}{\alpha_x} - 1 \right). \quad (6)$$

Оставляя пока в стороне вопрос о точности этой формулы (рассматриваемый в следующем разделе), по внешнему виду формулы заключаем, что для вычислений она будет проще, чем формула (1), как не требующая логарифмирования или извлечения корня.

Можно искать зависимость для f_x также в виде экспоненциальной кривой типа:

$$f_x = c \cdot e^{-d \cdot \alpha_x}, \quad (7)$$

где c и d — постоянные.

Применяя тот же метод, что и выше, находим решение в логарифмическом виде:

$$\lg f_x = \lg c - d \alpha_x \lg e, \quad (8)$$

где

$$\lg c = \lg f_1 + \frac{\lg f_1 - \lg f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot \alpha_1, \quad (9)$$

$$d = \frac{\lg f_1 - \lg f_2}{\lg e \cdot (\alpha_2 - \alpha_1)} \quad (10)$$

и $\lg e = 0,43429$.

В отношении формулы (7) можно заключить, что она не даст значительного упрощения вычислительного процесса по сравнению с формулой (1), поскольку она также требует логарифмирования.

Рассмотрим еще линейное интерполирование по частоте в промежутке между опорными точками α_1 и α_2 (рис. 10).

Уравнение прямой будет иметь вид:

$$(f_x - f_2) = (\alpha_x - \alpha_1) \cdot \operatorname{tg} \beta. \quad (11)$$

Определив $\operatorname{tg} \beta$ по опорным точкам и подставив в уравнение (11), получаем уравнение для линейной интерполяции в виде:

$$f_x = f_2 + \alpha_x \cdot \frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} - \alpha_1 \cdot \frac{f_1 - f_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \quad (12)$$

Обследуем далее вопрос о степени точности, даваемой различными интерполяционными формулами.

8. Сравнение формул интерполяции по частоте. Формулу (1), как непосредственно выведенную из основной фор-

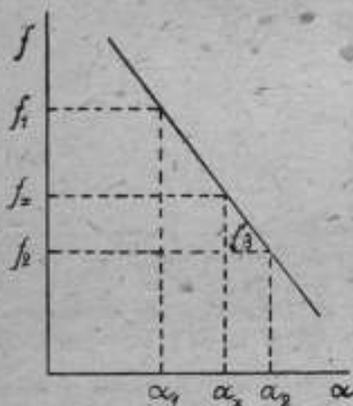


Рис. 10. График линейной интерполяции.

мулы Томсона, принимаем за точную. Произведем сравнение с ней других интерполяционных формул.

Обычный метод — составление Δf_x как разности между значениями f_x , вычисляемым по двум сравниваемым формулам, и нахождение максимума функции Δf_x по производной $\frac{d\Delta f_x}{d\alpha_x}$ при сравнении формул (6), (7) и (12) приводит к сложным выражениям, не позволяющим сделать заключение в общей форме.

Ввиду этого пришлось прибегнуть к частному решению.

Проверим результаты вычислений по различным формулам для какого-нибудь примера, взяв самый невыгодный случай расположения α_x в середине между α_1 и α_2 .

Зададимся двумя отсчетами по волномеру α_1 и α_2 и двумя, соответствующими им, значениями частот:

$$\alpha_1 = 105,8^\circ \quad f_1 = 19\,000 \text{ kHz}$$

$$\alpha_2 = 122,1^\circ \quad f_2 = 18\,000 \text{ kHz.}$$

Рассчитаем f_x для $\alpha_x = 114,5^\circ$.

Кроме формул (6), (7) и (12), сравним с формулой (1) также и формулу Griffiths детально разобранный в нашей предыдущей статье,¹

$$f_x = f_1 + (\alpha_1 - \alpha_x) \cdot \left(\frac{df}{d\alpha} \right)_{\alpha_0}, \quad (13)$$

где

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2}.$$

Расчеты дали следующие результаты:

формула (1): $f_x = 18\,448 \text{ kHz}$,

формула (13): $f_x = 18\,446 \text{ kHz}$,

формула (6): $f_x = 18\,430 \text{ kHz}$,

формула (7): $f_x = 18\,459 \text{ kHz}$,

формула (12): $f_x = 18\,466 \text{ kHz}$.

Вычерченный в большом масштабе график (рис. 11) дает наглядное представление о величине отклонения различных формул от основной кривой. На графике цифрами обозначены номера соответствующих формул.

Это сравнение показывает, что наилучшие результаты дает формула (13), требующая, однако, для пользования ею предварительного вычисления функции $\left(\frac{df}{d\alpha} \right)_{\alpha_0}$ и построения графиков.

¹ Ссылка на литературу, список которой приведен в конце статьи.

9. Новая формула для интерполяции по частоте. Из графика (рис. 11) следует, что формулы (6) и (12) дают приблизительно одинаковые по величине, но разные по знаку, отклонения от основной кривой — формулы (1).

Это дает основание заключить, что формула, полученная как среднее арифметическое из формул (6) и (12), даст хорошее приближение к основной формуле.

В результате такого предположения получаем новую формулу для интерполирования по частоте в окончательном виде:

$$f_x = f_2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{f_1 - f_2}{a_2 - a_1} \cdot (a_2 - a_x) \left(1 + \frac{a_1}{a_x} \right). \quad (14)$$

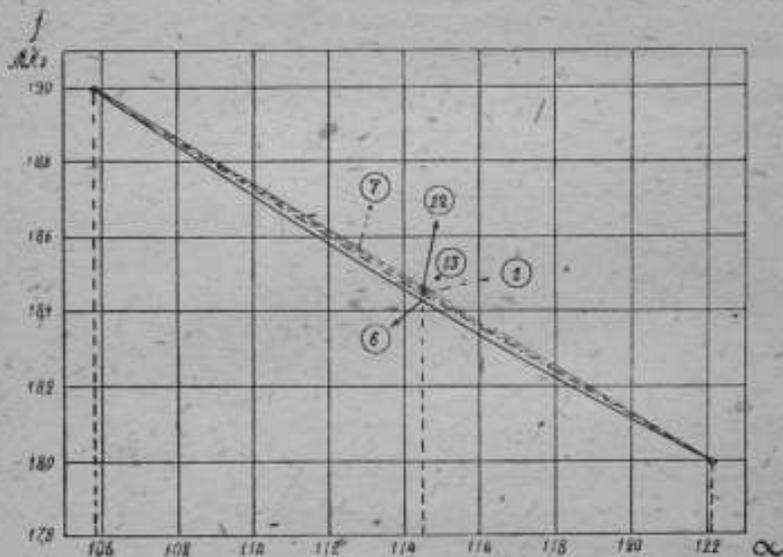


Рис. 11. График для сравнения точности различных интерполяционных формул.

Подсчет по этой формуле для приведенного выше примера дает совпадение результата с формулой (1): $f_x = 18448$ kHz; для ряда других примеров — совпадение с точностью до 0,01%. Итак, поставленную выше цель — вывод простой расчетной формулы, обеспечивающей хорошую точность расчетных результатов — можно считать достигнутой.

10. Относительная погрешность волномерной установки. Относительная погрешность измерения частоты или длины волны при помощи волномерной установки определяется рядом составляющих, из которых главное значение имеет погрешность отсчета по шкале конденсатора. Для учета этой последней величины воспользуемся формулами номинальной погрешности.² Считая коэффициент диапазона описанного выше диатрионного волномера $k_f = 1,7$ и число отсчетных точек $m =$

= 1800 (произведение числа делений шкалы и числа делений нониуса), находим:
для начала шкалы

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{k_f^2 - 1}{4m} = 0,026\%$$

и для конца шкалы

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{k_f^2 - 1}{4m \cdot k_f^2} = 0,009\%.$$

Итак, наибольшая погрешность отсчета для династричного волномера будет не свыше 0,03%.

Следует отметить возможность выделения ряда гармоник волномера и генератора при измерении какой-либо одной частоты. При этом измеряемая частота находится как среднее арифметическое из ряда выделенных гармоник, что ведет к уменьшению погрешности измерения. Это свойство — общее для гетеродинных установок.

Из ряда измерений при помощи новой, описанной в статье, коротковолновой волномерной установки найдено, что наибольшее отклонение от среднего арифметического измеряемой частоты составляет 0,05%, а относительная погрешность измерения составляет в среднем 0,03%.

Достигнутую точность можно считать временно достаточной для проверки технических коротковолновых волномеров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. А. Кьяндский, Сборник „Электрические и магнитные измерения“, Труды ВИС* № 137, 1934.
2. Общесоюзный стандарт на волномеры резонансные № 5242.
3. W. A. Morrison, „Proc. Inst. Radio Eng.“, 1928, V. 16, p. 976.
4. F. M. Colebrook, „Wireless Engineer“, 1931, p. 581.
5. E. G. S. Megaw, *ibid*, 1932, p. 152.
6. Fr. Pinto Basto, *ibid*, 1932, p. 213.
7. K. C. Blaak, *ibid*, 1932, p. 77.
8. В. П. Уфтяжанинов, „Известия электропром. слабого тока“, 1932, № 9 и 10.
9. В. С. Габель, „Телеграфия и телефония без проводов“, 1928, № 48.
10. И. Б. Селютин, „Вестник электротехники“, 1931, № 2, стр. 80.

L'ONDEMÈTRE — HÉTÉRODYNE POUR LA MESURE DES ONDES COURTES

par G. A. Klandsky

(Résumé)

L'article contient la description d'une nouvelle installation ondemétrique pour le diapason des ondes courtes.

L'installation consiste d'une génératrice à piezo-quartz de la fréquence étalonnée (fig. 4) avec trois plates quartzées à 4330, 2010 et 1000 kHz, placées dans un thermostat (fig. 1 et 2), d'un ondemètre-hétérodyne (fig. 6 et 7) et d'une lampe de détection (fig. 4) ou un récepteur-amplificateur (fig. 5) pour observer les battements formés par les oscillations d'ondemètre et celles de la fréquence inconnue ou de la fréquence de piezo-quartz.

Pour la schéma de l'ondemètre est choisie celle de dynatron (fig. 6) à cause de sa haute stabilité de la fréquence générée. L'erreur de la mesure de fréquence de la nouvelle installation n'excède 0,03%. On a prévu le perfectionnement ultérieur de l'installation.

Ensuite l'auteur donne quelques formules pour l'interpolation de la fréquence — form. (1), (6), (8), (12), (13) et la nouvelle formule (14). La dernière formule de l'auteur découvre la simplicité du calcul avec une bonne approximation par rapport à la formule exacte (1)

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ЕМКОСТЕЙ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

П. Н. Агалецкий

При измерении емкостей различного порядка практика показывает, что чем меньше измеряемая величина, тем большую роль начинают играть паразитные емкости и другие обстоятельства, понижающие точность измерения. Можно считать, что при измерении емкости начиная, примерно, от 100 мкФ и меньше, появляются указанные затруднения, растущие по мере убывания измеряемой емкости. Условимся поэтому называть малыми такие емкости, которые лежат в пределах от десятков микромикрофард до сотых и тысячных долей микромикрофарда включительно.

Требования, предъявляемые современной высокочастотной техникой к точности измерения малых величин емкости, а также возможность использования этих методов измерения для косвенного определения целого ряда других физических величин, как-то диэлектрической постоянной, малых удлинений и тому подобное, заставляет искать способы измерения малых емкостей, гарантирующие высокую точность и простые по устройству и обращению.

Разработанный автором этой статьи способ измерения малых емкостей является попыткой подобного рода.¹

Нами взяты два симметрично расположенные детекторные каскада A и A^1 с общим питанием (рис. 1).

Генератор H подает напряжение высокой частоты на сетки обеих ламп одновременно через равные емкости C^1 и C_N .

Конденсатор C^1 постоянный, а C_N — переменный, эталонный малой емкости. Таким образом точки a и a^1 получают одинаковое напряжение, равное определенной части напряжения U , подводимого от генератора. Это напряжение выпрямляется по принципу сеточного детектирования и усиливается лампами. Сопротивления анодных цепей R_a и R_a^1 одного порядка. Параметры ламп одинаковые. В результате этого в точках m и m^1 мы получаем равные напряжения U_m и U_m^1 . Наличие равенства $U_m = U_m^1$ показывает гальванометр G (нулевое показание), включенный между точками m и m^1 . Измеряемую емкость C_x под-

¹ Получено авторское свидетельство № 167530 от 15/VI-1935 г.

ключаем параллельно C_N ; в результате получаем изменение напряжения в точке a по отношению к прежнему значению напряжения в точке a^1 , а в соответствии с этим в значительно большей степени изменяется напряжение U_m^e в точке m по отно-

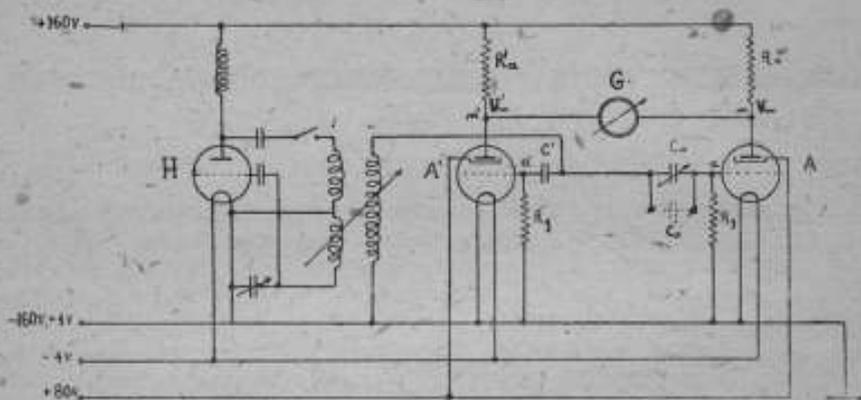


Рис. 1. Схема устройства для измерения малых емкостей.

шению к напряжению U_m^1 в точке m^1 . Разность напряжений $U_m^1 - U_m^e$ отмечает гальванометр G . Уменьшив емкость C_N до значения C_N^1 , соответствующего нулевому показанию гальванометра G , — определяем величину C_x из разности значений $(C_N - C_N^1)$.

Расчет чувствительности и оптимальных условий работы этой установки может быть представлен в следующем виде.

Исходя из симметричности установки, рассматриваем действие одного каскада, например A . Для нахождения напряжения на сетке U_g в точке a составляем эквивалентную схему (рис. 2):

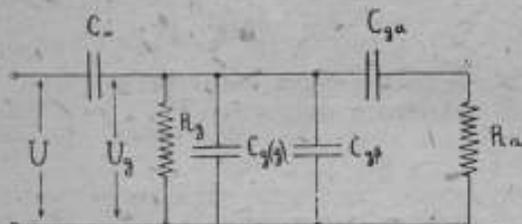


Рис. 2. Эквивалентная схема одного детекторного каскада измерительного устройства.

- U — напряжение, подводимое от генератора,
- U_g — напряжение, получаемое на управляющей сетке,
- R_g — сопротивление утечки,
- R_a — сопротивление в цепи анода,
- C_N — емкость эталонного конденсатора,
- C_{gk} — емкость управляющая сетка — экранная сетка,
- C_{gk} — емкость сетка — катод,
- C_{ga} — емкость сетка — анод.

Нами взята экранированная лампа типа СБ—112. Ее данные следующие: $C_{gs} = 0,02 \mu\text{F}$; $C_g(g) = 5 \mu\text{F}$; $C_{gf} = 7 \mu\text{F}$; R_g взято порядка $1 \text{ M}\Omega$, а R_a порядка $100\,000 \Omega$.

Учитывая, что емкость C_{gs} мала по сравнению с параллельными ей емкостями $C_g(g)$ и C_{gf} и, кроме того, последовательно с ней включено сопротивление R_a порядка $100\,000 \Omega$, мы пренебрегаем в рассмотрении этой ветвью и получаем упрощенную эквивалентную схему (рис. 3), в которой емкости $C_g(g)$ и C_{gf} объединяем под обозначением C_d . Сопротивление разветвления между точками a и n обозначим через z .

Для U_g составляем уравнение:

$$\frac{U_g}{U} = \frac{z}{1 + j\omega C_N z};$$

$$\frac{1}{z} = \frac{1}{R_g} + j\omega C_d;$$

$$U_g = \frac{U}{1 + \frac{1}{j\omega C_N z} + 1} = \frac{U}{1 + \frac{1}{j\omega C_N} \left(\frac{1}{R_g} + j\omega C_d \right)}$$

$$= \frac{U}{j\omega C_N R_g + \left(1 + \frac{C_d}{C_N} \right)} \quad (1)$$

В полученном выражении пренебрегаем в знаменателе членом $\frac{1}{j\omega C_N R_g}$, потому что он очень мал (ω — порядка миллионов и R_g — порядка $1 \text{ M}\Omega$).

В результате имеем

$$U_g = U \frac{1}{1 + \frac{C_d}{C_N}} \quad (2)$$

отношение $\frac{C_d}{C_N}$ обозначим через ε , тогда выражение (2) примет вид $U_g = \frac{U}{1 + \varepsilon}$; зависимость $U_g = f(\varepsilon)$ выражается гиперболой. Учитывая это, практически удобнее всего взять ε в пределах от 1 до 2, потому что эталонный конденсатор C_N очень малой емкости брать неудобно из конструктивных соображений, а при большой величине C_N будет происходить слишком малое изменение ΔU_g при изменении ΔC_N .

Рассчитаем далее величину C_d для взятой нами экранированной лампы СБ—112. Пренебрегая по соображениям, указанным

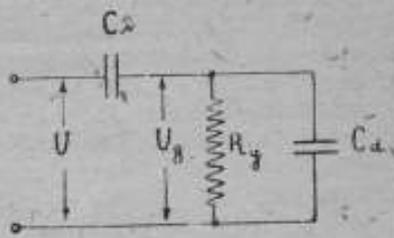


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема детекторного каскада.

выше, величиной емкости C_{gr} мы сводим экранированную лампу при расчете C_d к обычной 3-электродной лампе, в которой роль анода выполняет экранирующая сетка. При этом C_d будет не что иное, как динамическая емкость этой лампы, вычисляемая по формуле: $C_d = C_{gr} + C_{gr}(1 + \mu)$.

Для нашей эквивалентной лампы коэффициент усиления управляющей сетки по отношению к эквивалентному аноду, расположенному на месте экранной сетки, равен $\mu = 7,5$. Междуэлектродные емкости взятой лампы СБ — 112 были следующие: $C_{gr} = 7 \mu\text{F}$; $C_g(g) = 5 \mu\text{F}$; откуда $C_d = 7 + 8,5 \cdot 5 = 49,5 \mu\text{F}$. Округленно принимаем для C_d величину $50 \mu\text{F}$. Отсюда, выбрав значение для μ от 1 до 2, мы этим самым определяем величину эталонного конденсатора C_N . Последний должен перекрывать диапазон изменения емкости от 25 до $50 \mu\text{F}$.

При изменении емкости C_N в пределах от $25 \mu\text{F}$ до $50 \mu\text{F}$, напряжение на сетке U_g будет изменяться от $\frac{1}{3}U$ до $\frac{1}{2}U$. В лампах А и А' происходит явление детектирования приложенного напряжения. Для описываемого устройства воспользуемся методом сеточного детектирования, не требующим добавочного смещения на сетке с помощью отдельной батареи.

Обычно считают, что лампы при детектировании обладают как бы особыми параметрами. Этими параметрами будет коэффициент усиления при детектировании μ_d и внутреннее сопротивление при детектировании R_d . Найдя эти параметры, мы сведем задачу вычисления результатов при детектировании к задаче нахождения результатов усиления. Для определения значений μ_d и R_d в зависимости от U_g , воспользуемся данными, приведенными в книге Л. Б. Слепяна "Теория и расчет радиоприемников" (1934, стр. 86—87).

Согласно этим данным, для ламп с бариевым катодом (к этим лампам относится взятая нами лампа СБ — 112), $\mu_d = \mu$ и $R_d = 1,2 R_i$ при условии, что напряжение на сетке изменяется в пределах от 0,3 до 1—2 вольт. Учитывая это, берем для нашего устройства $U = 1,5$ вольт, тогда U_g , как указано выше, будет изменяться от $\frac{1}{3}U$ до $\frac{1}{2}U$, т. е. от 0,5 вольт до 0,75 вольт.

Имея значения μ_d и R_d , можно рассчитать величину U_m в зависимости от U_g как при обычном усилении

$$U_m = U_g \mu_d \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_a}}$$

Лампа СБ = 112 имеет следующие параметры:
Коэффициент усиления $\mu = 300$; внутреннее сопротивление $R_i = 400\,000 \Omega$; отсюда находим:

$$\mu_d = \mu = 300;$$

$$R_d = 1,2 R_i = 480\,000 \Omega.$$

Напряжение, подводимое нами от генератора высокой частоты $U = 1,5$ вольта.

Сопротивление анодной цепи $R_a = 100\,000 \text{ } \Omega$.

Динамическая емкость лампы $C_d = 50 \text{ } \mu\text{F}$.

Падение напряжения на анодном сопротивлении U_m в зависимости от напряжения на сетке выразится в данном случае так:

$$U_m = U_g \frac{300}{1 + \frac{480000}{100000}} = 51,7 U_g$$

или

$$U_m = a U_g \quad (3)$$

где $a = 51,7$.

Подставляя установленную выше зависимость

$$U_g = \frac{U}{1 + \frac{C_d}{C_N}}$$

в выражение (3) получим,

$$U_m = \frac{aU}{1 + \frac{C_d}{C_N}} \quad (4)$$

При емкости эталонного конденсатора $C_N = 25 \text{ } \mu\text{F}$ будем иметь $U_m = 25,85$ вольта.

Чтобы определить чувствительность установки, т. е. найти зависимость $\Delta U_m = f(\Delta C_N)$, дифференцируем выражение (4), сделав предварительно несколько преобразований.

Получим

$$dU_m = \frac{(aU - U_m)^2}{aUC_d} \cdot dC_N \quad (5)$$

Воспользовавшись выражением (5), найдем приращение напряжения ΔU_m при увеличении емкости конденсатора C_N от $25 \text{ } \mu\text{F}$ до $25,001 \text{ } \mu\text{F}$, т. е. при $\Delta C_N = 0,001 \text{ } \mu\text{F}$:

$$\Delta U_m = \frac{(51,7 \cdot 1,5 - 25,85)^2}{51,7 \cdot 1,5 \cdot 50} \cdot 0,001 = 0,45 \text{ mV.}$$

Такое изменение напряжения ΔU_m может дать заметное отклонение стрелки гальванометра G .

Взяв конкретные приборы C_N и G , подсчитаем далее величину абсолютной погрешности, которая может получиться при измерении емкости этим способом.

Конденсатор C^1 берем обычный переменный, порядка от 10 до $50 \text{ } \mu\text{F}$. В качестве эталонного конденсатора C_N нами был использован конденсатор цилиндрического типа малой перемен-

ной емкости, конструктивно разработанный Г. А. Кьяндским и изготовленный экспериментальным заводом ВНИИМ.

Этот конденсатор состоит из одного электрода в виде латунного цилиндра и другого в виде цилиндрического поршня. Изменение емкости достигается путем передвижения поршня внутри цилиндра по общей оси и отмечается по смещению на шкале. Поршень связан через изолирующее звено с микрометрическим винтом, который имеет шкалу и нониус в виде диска, разделенного на 100° . Изменение емкости при передвижении на 1 сан-

тиметр вычисляется по уравнению $C = \frac{1}{2} \ln \frac{r_1}{r_2}$, где C — емкость на сантиметр длины, r_1 — радиус цилиндра и r_2 — радиус поршня. Одному градусу нониуса у этого конденсатора соответствует изменение емкости на $0,000187 \mu\text{F}$. В качестве гальванометра G берем обычный милливольтметр треста ВЭСО, имеющего шкалу на 35 mV .

Приступая к измерению, мы при помощи конденсатора C^1 доводим емкости в обоих плечах установки до одной величины, порядка $25 \mu\text{F}$. Далее при помощи R_0 и R^1_0 балансируем установку (доводим до нуля показания гальванометра G). Эта балансировка необходима для компенсации практически неизбежной разности параметров ламп A и A^1 . Затем подаем напряжение U и при помощи C_1 и C_N снова балансируем установку и, наконец, производим измерение емкости C_x в последовательности, описанной в начале статьи.

При тщательном монтаже, экранировке, хорошем качестве ламп A и A^1 и постоянстве напряжения питания, на точность измерения будут влиять два фактора: 1) точность отсчета по шкале конденсатора C_N и 2) точность определения нулевого положения стрелки милливольтметра. В виду того, что при измерении нам приходится дважды определять нулевое показание стрелки милливольтметра, то, ошибаясь на-глаз каждый раз на $0,05$ деления шкалы, мы можем сделать общую ошибку, равную $0,1$ деления, т. е. $0,1 \text{ mV}$. Такой погрешности в определении изменения напряжения ΔU_m соответствует изменение емкости ΔC_N , равное $0,0002 \mu\text{F}$.

К этой погрешности мы должны прибавить погрешность двух отсчетов по шкале конденсатора C_N . Показания конденсатора C_N мы можем свободно отмечать до $0,25$ деления нониуса. Погрешность двух отсчетов будет не больше $0,5$ деления нониуса, что соответствует $0,0001 \mu\text{F}$. Таким образом общая абсолютная погрешность при измерении не будет превышать $0,0003 \mu\text{F}$. Чувствительность установки можно повысить, если взять лампы с большим коэффициентом усиления и более чувствительный гальванометр. Но практически добиться абсолютной погрешности меньше $0,0003 \mu\text{F}$ бывает трудно из-за различных не поддающихся учету влияний.

Описанное устройство можно приспособить для быстрого, хотя и менее точного (с точностью до $0,01 \mu\text{F}$) измерения

малых емкостей, без сложного по конструкции эталонного переменного конденсатора малой емкости C_N . Определять величину емкости C_x мы можем непосредственно из показания гальванометра G . В этом случае мы должны знать зависимость $C_x = f(\Delta U_m)$.

Зависимость эта не линейная, но мы ее свободно можем установить и снабдить устройство удобными для практического пользования градуировочными кривыми.

Выше мы вывели зависимость (4)

$$U_m = \frac{aU}{1 + \frac{C_d}{C_N}}$$

или, что то же самое,

$$U_m = \frac{aUC_N}{C_d + C_N}$$

Вместо переменного конденсатора C_N возьмем постоянный конденсатор емкостью порядка 20—25 μF . Установим зависимость между приращением емкости $\Delta C_N = C_x$ и приращением напряжения ΔU_m . Для этой цели введем в выражение (4) приращения U_m и C_N .

Получим

$$U_m + \Delta U_m = \frac{aU(C_N + C_x)}{C_d + C_N + C_x}$$

вычитая из этого выражения уравнение (4), имеем

$$\Delta U_m = \frac{a \cdot U \cdot C_d \cdot C_x}{(C_N + C_d)^2 + (C_N + C_d) \cdot C_x} \quad (6)$$

в виду того, что величины a , U , C_d и C_N являются постоянными мы можем ввести сокращенные обозначения: положим, что $a \cdot U \cdot C_d = k$ и $C_N + C_d = l$, тогда уравнение (6) примет вид:

$$\Delta U_m = \frac{kC_x}{l^2 + lC_x}$$

или

$$C_x = \frac{l^2 \cdot \Delta U_m}{k - l \cdot \Delta U_m} \quad (7)$$

Полученное уравнение (7) дает возможность построить градуировочную кривую. Но предварительно необходимо определить постоянные k и l . Их можно подсчитать, зная параметры установки, но это сложно и не может гарантировать большой точности. Гораздо проще можно определить эти постоянные, если иметь две известные малые емкости.

Подключая поочередно эти емкости параллельно C_N , мы получим два отсчета на шкале гальванометра. Подставляя полу-

ченные данные в уравнение (7), можно решить два уравнения относительно k и l .

Две малые постоянные емкости всегда могут служить как бы эталонами, по которым можно градуировать устройство в случае каких-либо сомнений или при смене ламп A и A' . Когда определены постоянные k и l , то для построения градуировочной кривой необходимо задать несколько значений для ΔU_m и вычислить соответствующие значения для C_x .

Полученные точки дадут возможность построить кривую $C_x = f(\Delta U_m)$; заметных расхождений между кривой, построенной по двум опорным измерениям, и этой же кривой $C_x = f(\Delta U_m)$, снятой экспериментально по эталонному конденсатору переменной емкости, нами не обнаружено.

Описанный выше способ предназначен для измерения на высокой частоте малых емкостей. С измерением малых емкостей приходится, например, сталкиваться при определении междуэлектродных емкостей электронных ламп.

В трехэлектродной лампе можно различать три междуэлектродные емкости: 1) анод-сетка — C_{ga} , 2) сетка-катод — C_{sk} и 3) анод-катод C_{ak} .

Схематически их можно представить соединенными между собой в виде треугольника (рис 4).

Все три емкости у неэкранированных ламп одного порядка —

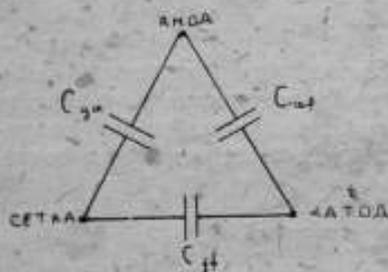


Рис. 4. Схема распределения междуэлектродных емкостей в триоде.

от 1 до 6 μF . Это облегчает их измерение, которое обычно сводится к тому, что поочередно закорачивают одну из емкостей и измеряют сумму двух незакороченных емкостей. Приходится делать для каждой лампы три измерения и из полученных данных путем вычисления определять отдельные междуэлектродные емкости.

Из междуэлектродных емкостей лампы наибольшее значение в высокочастотной практике имеет емкость анод-сетка. В экранированных лампах уменьшение емкости между анодом и управляющей сеткой очень важно для получения устойчивого усиления токов высокой частоты. Этим определяется необходимость разработки способов точного измерения емкости анод-управляющая сетка экранированных ламп. В этих лампах экранную сетку при измерениях обычно соединяют с катодом, таким образом получается треугольник междуэлектродных емкостей, аналогичный приведенному на рис. 4 для 3-электродных ламп. Но в экранированных лампах, в отличие от неэкранированных, емкость анод-управляющая сетка порядка 0,02 — 0,001 μF , в то время как емкости анод-катод и управляющая сетка-катод лежат

в пределах 2—7 μF , т. е. их порядок в тысячу раз больше величины емкости анод-управляющая сетка. Поэтому при помощи обычных методов измерения малых емкостей на высокой частоте произвести точное измерение емкости анод-управляющая сетка совершенно невозможно. Приходится делать три измерения с точностью, превосходящей 0,01%, а емкость управляющая сетка-анод при этом будет определена с точностью до 30%.

Методов, приспособленных специально для измерения междуэлектродных емкостей лампы, разработано пока немного. Некоторые из этих методов основаны на том принципе, что в промежуточный контур между генератором высокой частоты H и усилителем A с индикаторным прибором M (рис. 5) последовательно

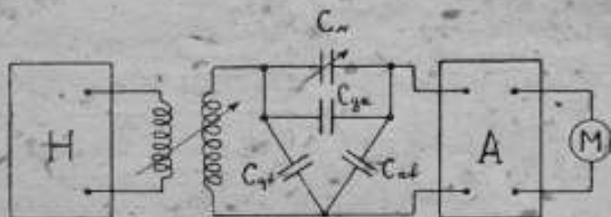


Рис. 5. Схема устройства для измерения междуэлектродной емкости триода, основанного на изменении величины емкостной связи между генератором высокой частоты и усилителем.

включают испытуемую лампу и измеряют степень емкостной связи между генератором и усилителем через емкость C_{ga} . Но при этом обычно пренебрегают шунтирующим эффектом, создаваемым емкостями C_{af} и C_{af} .

Для экранированных ламп пренебрегать упомянутым шунтирующим эффектом нельзя, потому что его величина больше величины емкостной связи через емкость C_{ga} .

Таким образом для измерения междуэлектродной емкости анод-управляющая сетка экранированной лампы необходимо обеспечить два основных требования: 1) устройство должно гарантировать возможность измерения на высокой частоте емкости порядка 0,001 μF , и 2) необходимо компенсировать шунтирующий эффект, создаваемый емкостями анод-катод и сетка-катод. Описанный вначале статьи способ измерения малых емкостей удовлетворяет только первому из этих требований. Для удовлетворения второго требования нам пришлось установить, схема которой изображена на рис. 1, снабдить дополнительными приспособлениями, и мы получили устройство специально для измерения емкости C_{ga} экранированных ламп (рис. 6).

Это дополнительное приспособление заключается в том, что в схему (рис. 1) были введены переменные конденсаторы малой емкости C_1 и C_2 , переключатели с малой постоянной емкостью

S_1 и S_2 и переменный конденсатор C'_2 , идентичный C_2 , для сохранения симметрии устройства (рис. 6).

Последовательность операций при измерении емкости C_{gr} экранированной лампы A_x необходимо соблюдать следующую:

1. Замыкаем переключатель S_1 на контакт p , а переключатель S_2 на контакт b . Этим самым закорачиваем у измеряемой лампы A_x емкость C_{gr} , а емкостью C_{af} шунтируем напряжение, подводимое от генератора H .

При помощи конденсаторов C^1 и C^2 балансируем установку (доводим до нуля показания G).

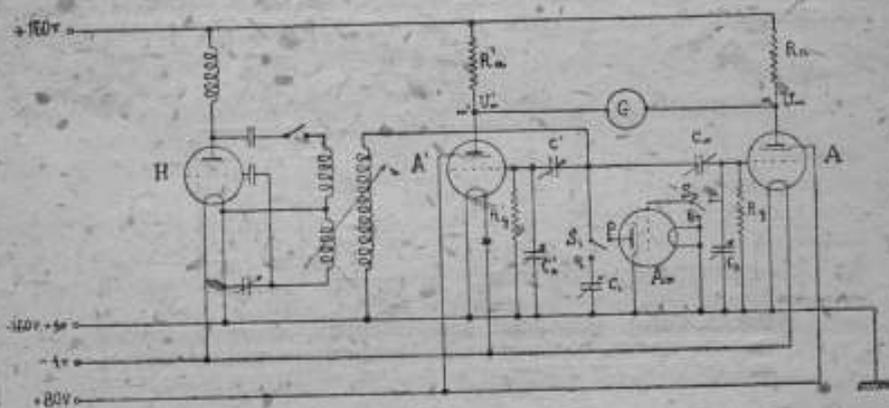


Рис. 6. Схема устройства для измерения междуэлектродной емкости анод-управляющая сетка экранированных ламп.

2. Замыкаем переключатель S_1 на контакт q . Этой операцией мы отключаем лампу A_x . Конденсатором C_1 заменяем отключенную емкость C_{af} (изменяем емкость C_1 до нулевого показания гальванометра G).

3. Замыкаем переключатель S_2 на контакт a и конденсатором C_2 (уменьшая его емкость) компенсируем влияние емкости C_{af} (доводим конденсатором C_2 показания G до нуля).

4. Переключатель S_1 замыкаем на контакт p . Этой операцией подключаем измеряемую емкость C_{gr} параллельно эталонному конденсатору C_N . В виду того, что влияния емкостей C_{af} и C_{gr} скомпенсированы предыдущими операциями, на отклонение гальванометра будет влиять только емкость C_{gr} и мы добиваемся нулевого показания гальванометра, уменьшая емкость C_N . По разности значений $C_N - C'_N$ определяем емкость C_{gr} .

Эталонный конденсатор C_N для этой цели удобно взять в виде двух неподвижных пластин, между которыми вводится твердый диэлектрик, например стекло или кварц. При этом емкость между заземленным экраном и конденсатором остается

неизменной, а емкость C_N изменяется очень плавно и в небольших пределах.

Конденсатор C_2 — переменной емкости порядка 10—20 μF .

Конденсатор C_1 — переменный, с диапазоном изменения емкости 2—10 μF .

Экспериментальная проверка вышеописанного способа измерения емкости C_{gr} экранированных ламп целиком подтвердила приведенные нами соображения, и устройство может найти себе широкое применение в измерительной практике при условии компактного конструктивного оформления.

UNE METHODE POUR MESURER LES PETITES CAPACITES EN HAUTE FREQUENCE

par P. N. Agaletzky

(Résumé)

L'article donne une description de la méthode de la mesure des petites capacités, proposée par l'auteur.¹

Cette méthode est basée sur l'emploi de deux détecteurs cathodiques, disposés symétriquement, entre les anodes desquels un instrument de mesure G du courant continu est mis dans le circuit. Les détecteurs sont connectés un avec l'autre et avec la génératrice de la haute fréquence à travers des condensateurs C_N et C' (fig. 1). Quand la capacité à mesurer est connectée parallèlement au condensateur-étalon C_N , la symétrie du schéma se trouve troublée, et le courant apparaît dans le galvanomètre G . La valeur de la capacité à mesurer est déterminée d'après la différence des lectures du condensateur-étalon C_N .

Le calcul de la sensibilité et des conditions optimales du travail du montage de mesure est exposé dans l'article. La méthode donne la possibilité de mesure des capacités de l'ordre $0,001 \mu\mu F$ avec la précision jusqu'à 30%. L'auteur suggère les moyens de rehausser davantage la sensibilité d'installation.

Pour une mesure plus prompte, quoique moins exacte (avec la précision jusqu'à $0,01 \mu\mu F$) des petites capacités, sans condensateur-étalon variable de petite capacité C_N , dont la construction est très compliquée, on propose de déterminer la valeur de la capacité à mesurer immédiatement de la lecture de l'appareil G , en se servant pour sa graduation de l'équation (7). La mesure de la capacité entre les électrodes anode-grille contrôle des lampes à grille-écran, peut aussi être faite pour la méthode exposée, si l'on se sert d'un détail supplémentaire (fig. 6) introduit dans le but de compenser l'effet shuntant, créé par les capacités anode-cathode et grille-contrôle-cathode de la lampe examinée.

¹ Certificat de l'auteur No. 167530 du 15 Juin 1935.

О ТОЧНОСТИ ОПОРНЫХ ТОЧЕК ПЕРЕМЕННОГО КОНДЕНСАТОРА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ МАЛЫХ ЕМКОСТЕЙ

М. С. Чмутин

С целью повышения точности измерений малых емкостей был подвергнут специальному обследованию эталонный конденсатор переменной емкости. Ниже будет показано, что для смежных опорных точек конденсатора погрешности нужно считать равными $\pm 0,03 \mu\text{F}$, вместо $\pm 0,2 \mu\text{F}$, приведенных в сертификатах. При этих условиях область измерений емкостей увеличивается в сторону меньших значений до $2-3 \mu\text{F}$ при соблюдении точности в $1-2\%$ вместо прежних $17-15\%$; при $10 \mu\text{F}$ точность равна $0,5\%$ вместо 3% .

Измерение емкости в интервале $20-10\,000 \mu\text{F}$ в Лаборатории токов высокой частоты ВНИИМ производится методом нулевых биений путем сравнения с емкостью эталонных конденсаторов Spindler & Hoyer, опорные точки которых даны по сертификатам Phys-Techn. Reichsanstalt с точностью от $\pm 0,2 \mu\text{F}$ до $\pm 0,4 \mu\text{F}$ на переменных конденсаторах, и до $\pm 2 \mu\text{F}$ — на постоянных, большой емкости. Метод измерения требует двух отсчетов по эталону; разность емкостей по двум отсчетам дает искомую величину. Ошибка в измеряемой величине будет

$$\Delta C = \pm \sqrt{(\Delta C_1)^2 + (\Delta C_2)^2}, \quad (1)$$

откуда для емкости в $10 \mu\text{F}$ ошибка равна 3% , а для $1 \mu\text{F}$ — уже 30% . В действительности же расхождения между значениями ряда измерений малой емкости никогда не превышали одного процента. Это обстоятельство заставило нас: 1) выяснить — соответствуют ли действительности указанные в сертификатах погрешности в случае смежных опорных точек, 2) что нужно подразумевать под значениями ΔC_1 и ΔC_2 в формуле (1).

Первый вопрос был решен при помощи следующего опыта: конденсатор № 812 Sp. & H. и постоянная емкость C , равная приблизительно емкости между смежными опорными точками указанного конденсатора, были включены параллельно в измерительную цепь; брался отсчет на конденсаторе № 812 $\alpha = 0^\circ$. Затем, по выключении постоянной емкости, брался второй отсчет в области опорной точки 20° . Таким же образом снимались отсчеты 20° и в области опорной точки 40° и т. д. по всей

шкале. Было снято шесть рядов таких измерений. Результаты сведены в таблицу, из которой видно, что практически отклонения во всех случаях для α не превышают $0,1^\circ$. Если же исходить из погрешности по сертификатам, равной $\pm 0,2 \mu\text{F}$, то отклонения получаются в 7—8 раз больше, как показано в последнем столбце таблицы.

Опорные точки	Разность отсчетов α						Максимальные отклонения $\Delta \alpha$	Максимальные отклонения ΔC по сертификатам
	1	2	3	4	5	6		
0—20	21,00	21,00	21,10	21,05	21,05	21,00	0,10	0,70—0,80
20—40	20,20	20,25	20,30	20,30	20,25	20,25	0,10	0,70—0,75
40—60	20,20	20,15	20,15	20,15	20,15	20,10	0,10	0,75—0,75
60—80	20,05	20,00	20,05	20,05	20,00	20,00	0,05	0,75—0,75
80—100	20,80	20,90	20,85	20,85	20,80	20,80	0,10	0,70—0,80
100—120	20,15	20,10	20,20	20,10	20,15	20,15	0,10	0,70—0,80
120—140	20,15	20,15	20,20	20,20	20,25	20,25	0,10	0,80—0,75
140—160	21,50	21,50	21,50	21,50	21,45	21,45	0,05	0,75—0,75

Действительно, положим, прямая $A_0 B_0 D_0$ выражает зависимость емкости C от угла α по опорным точкам A_0 и B_0 для интервала шкалы 0° — 20° (рис. 1) $A_0 A_1 = A_0 A_1 = B_0 B_1 = B_0 B_1 = \Delta C = 0,2 \mu\text{F}$ — суть погрешности опорных точек по сертификатам. Линии $A' B_1 D_1$ и $A_1 B' D'$ выражают зависимость емкости C от угла α в наиболее неблагоприятных случаях. Измеряется постоянная емкость $C = K_0 M_0$, равная приблизительно емкости между опорными точками. Тогда в первом неблагоприятном случае ($A' B_1 D_1$) получим отсчет α_1 , во втором ($A_1 B' D'$) — отсчет α_2 , а в случае, если бы на опорных точках не было погрешностей (прямая $A_0 B_0 D_0$) — отсчет α_0 для емкости C , которая выразится отрезками ординат $K_1 M_1 = K_0 M_0 = K_2 M_2$. Ошибка $\Delta C_0 = \pm 0,2 \mu\text{F}$ в точках A_0 и B_0 вызывает уклонения в отсчете угла $\Delta \alpha_1 = \alpha_0 - \alpha_1 = 0,7^\circ$ и $\Delta \alpha_2 = \alpha_2 - \alpha_0 = 0,8^\circ$ (см. таблицу). Так как на опыте уклонения $\Delta \alpha$ не превышают значения $0,1^\circ$ на всей шкале, то ошибки ΔC на опорных точках A_0 и B_0 не могут иметь указанных значений $\Delta C_0 = \pm 0,2 \mu\text{F}$; они должны быть пропорционально меньше ошибок ΔC_0 согласно пропорции

$$\frac{\Delta C}{\Delta \alpha} = \frac{\Delta C_0}{\Delta \alpha_0}$$

и

$$\Delta C = \pm \frac{\Delta \alpha}{\Delta \alpha_0} \cdot \Delta C_0 = \pm \frac{0,1 \cdot 0,2}{0,7} = \pm 0,03.$$

Таким образом ошибка на всех смежных опорных точках не может превышать значения $\pm 0,03 \mu\text{F}$.

Второй вопрос выясняется следующим образом.

На рис. 2 A_0 и B_0 — смежные опорные точки, соответствующие им углы α_1 и α_2 . Прямая $A_0 B_0 D_0$ и линии $A' B_1 D_1$ и $A_1 B' D'$ имеют тот же смысл, что и на рис. 1. В случае одного из неблагоприятных положений, например $A_1 B' D'$, максимальная ошибка на опорных точках теперь уже должна быть взята равной $A_1 A_0 + B' B_0 = 2\Delta C_0 = 0,06$. Допустим, что измеряемая емкость C_x находится по отсчетам α' и α'' . Тогда погрешность в C_x будет равна $a_0 a_1 + b_0 b' = b_1 b'$.

Из подобия треугольников $A_1 B' B_1$ и $a_1 b' b_1$ находим максимальную ошибку $\Delta C = b_1 b'$:

$$\frac{\Delta C}{2\Delta C_0} = \frac{a_1 b'}{A_1 B'} = \frac{\alpha'' - \alpha'}{\alpha_2 - \alpha_1}; \quad 0$$

$$\Delta C = \frac{\alpha'' - \alpha'}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot 2 \cdot \Delta C_0.$$

Вероятная ошибка будет

$$\Delta C = \frac{\alpha'' - \alpha'}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot \Delta C_0 \sqrt{2}.$$

Наконец, необходимо учесть погрешность отсчета, положим $\Delta\alpha = 0,05^\circ$, которая вызывает погрешность в значении емкости $\Delta C = 0,05 \mu\text{F}$. Так как $C = \frac{\alpha'' - \alpha'}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot C_0$, то по известной формуле

$$\Delta C = \pm \sqrt{\left(\frac{\partial C}{\partial \alpha''} \Delta \alpha''\right)^2 + \left(\frac{\partial C}{\partial \alpha'} \Delta \alpha'\right)^2 + \left(\frac{\partial C}{\partial C_0} \Delta C_0\right)^2},$$

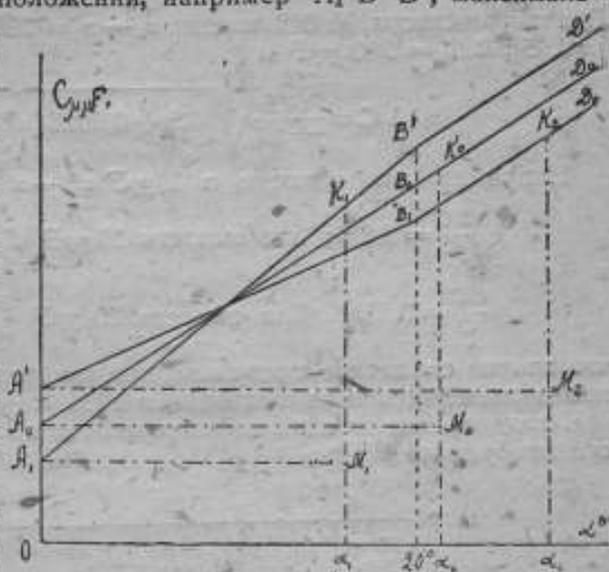


Рис. 1.

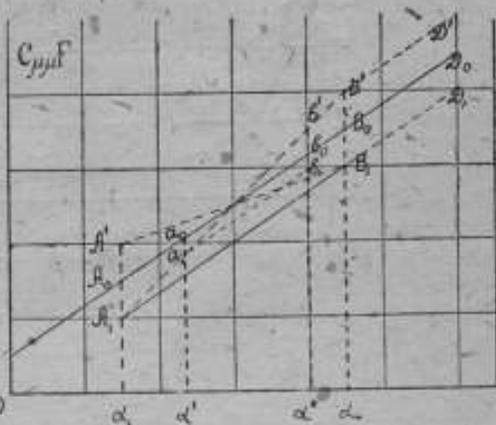


Рис. 2.

находим при $\Delta\alpha' = \Delta\alpha''$:

$$\Delta C = \pm \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} \sqrt{2 \{ C_0^2 (\Delta\alpha)^2 + (\alpha'' - \alpha')^2 (\Delta C_0)^2 \}}.$$

Для конденсатора № 812 имеем: $\alpha_2 - \alpha_1 = 20^\circ$; $C_0 \cong 10 \mu\text{F}$; $\Delta\alpha = 0,05^\circ$; $\Delta C_0 = 0,03 \mu\text{F}$ и

$$\Delta C = \pm \frac{1}{20} \sqrt{0,5 + 0,0018 (\alpha'' - \alpha')^2}. \quad (2)$$

Например для емкости в $1 \mu\text{F}$ $\alpha'' - \alpha' = 2^\circ$, следовательно

$$\frac{\Delta C}{C} = 3,5\%; \text{ для емкости } 10 \mu\text{F } \alpha'' - \alpha' = 2^\circ$$

и

$$\frac{\Delta C}{C} = 0,55\%. \text{ Для емкости } 20 \mu\text{F } \frac{\Delta C}{C} = 0,45\%,$$

что вполне совпадает с результатами измерений малых емкостей, производившихся в лаборатории в 1934 г.

Нагляднее ход изменения погрешности в зависимости от емкости изображен на рис. 3.

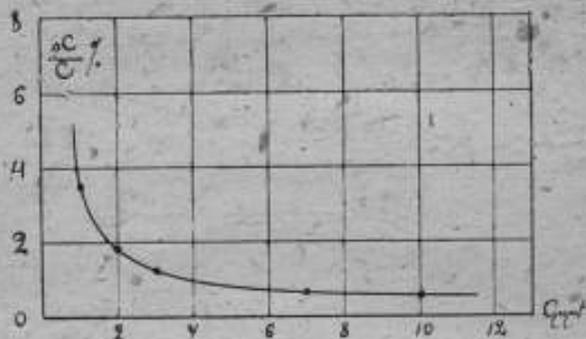


Рис. 3.

SUR LA PRÉCISION DES POINTS D'APPLICATION DU CONDENSATEUR VARIABLE PENDANT LA MESURE DES PETITES CAPACITÉS

M. S. Tchmoutine

(Résumé)

Dans le but d'augmenter la précision des mesures des capacités faibles un condensateur-étalon fut soumis à une étude spéciale.

Après les mesures nombreuses il a été constaté que pour les points d'application adjacent du condensateur les erreurs devraient être considérées égales à $\pm 0,03 \mu\text{F}$ au lieu de $\pm 0,2 \mu\text{F}$, alléguées dans les certificats.

La région des mesures de capacité est augmentée dans le sens des valeurs moindres jusqu'à $2-3 \mu\text{F}$ en observant une précision de $1-2\%$ au lieu des $10-15\%$ précédents; pour la capacité de $10 \mu\text{F}$ la précision est égale à $0,5\%$ au lieu de 3% .

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОСТОЯННОЙ ТВЕРДЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

М. С. Чмутин

Для измерений тангенса угла диэлектрических потерь и диэлектрической постоянной, на высокой частоте была собрана установка по ОСТ 5052^а (1932 г.). Схема метода дана на рис: 1: L_g — катушка генератора коротких волн; L — катушка измерительного контура; 1, 2, 3 — гнезда для замыкания контура с конденсатором C_x из испытуемого диэлектрика (2, 3) и с эталонным конденсатором C_0 (1, 2), T — термоэлемент с малым сопротивлением, G — зеркальный гальванометр, Z — земля. Конденсатор C_x состоит из стеклянного сосуда со ртутью; на ртути, играющей роль одной обкладки конденсатора, плавает испытуемый образец диэлектрика — круглый диск; на образце-диске установлено металлическое кольцо с острым нижним краем, заполненное ртутью. Поверхность ртути внутри кольца является второй обкладкой.

При замыкании накоротко (зажимы 2, 3) испытуемого конденсатора добиваются резонанса, изменяя самоиндукцию и емкость в контуре генератора (на чертеже не показав); при этом отмечается отклонение α_0 зайчика на шкале гальванометра. Включением между зажимами 1, 3 некоторого сопротивления r_1 добиваются отклонения зайчика на угол $\alpha_1 \cong 0,5 \alpha_0$. Затем измерительный контур замыкается накоротко на эталонный конденсатор (зажимы 1, 2), после чего снова добиваются резонанса изменением емкости эталонного конденсатора и отмечается соответствующий угол α_0' ; далее, подбирают такое сопротивление r_2 между зажимами 1, 2, чтобы отклонение зайчика α_1' было равно приблизительно $0,5 \alpha_0'$.

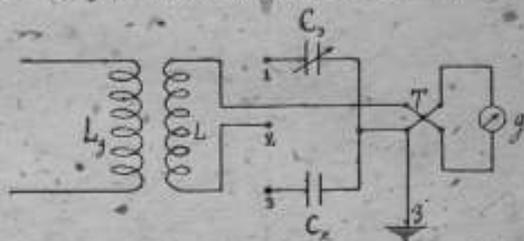


Рис. 1. Схема измерительного контура.

Из этих данных определяется сопротивление $r_{\text{экв}}$ эквивалентное диэлектрическим потерям, по формуле:

$$r_{\text{экв}} = \frac{r_1}{\sqrt{\frac{\alpha_0}{\alpha_1} - 1}} - \frac{r_2}{\sqrt{\frac{\alpha_0'}{\alpha_1'} - 1}} \quad (1)$$

Тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta$ находится по формуле:

$$\text{tg } \delta = 2\pi f C_x r_{\text{экв}} \cdot 10^{-9} \quad (2)$$

и диэлектрическая постоянная ϵ :

$$\epsilon = \frac{C_x d}{0,00885 \cdot s} \quad (3)$$

причем f — частота переменного тока в кГц измеряется волномером, а C_x — емкость испытуемого конденсатора в μF — при помощи эталонного конденсатора C_s — при резонансе, d — толщина диэлектрика-образца в см, s — площадь кольца — в см^2 .

От мысли провести работу до конца по стандарту пришлось отказаться по следующим причинам:

1) В стандарте обнаружены грубые опечатки (в знаменателе формулы (1) единица оказалась под знаком радикала); неясно описаны конструкции переключателя;

2) По стандарту предлагается при резонансе контура с испытуемым конденсатором установить такую связь с генератором, чтобы зайчик отклонился на всю шкалу; ясно, что при переключении измерительного контура на эталонный конденсатор (без потерь) отклонение зайчика будет очень велико (уйдет за шкалу) и никаких измерений произвести нельзя.

3) После настройки на резонанс, при включении сопротивлений r_1 и r_2 , контуры в обоих случаях немного расстраиваются и отсчеты α_1 и α_1' нельзя считать правильными, так как в первом случае резонанс был получен в измерительном контуре при наличии потерь, а во втором случае без потерь. Отклонения α_1 и α_1' от истинных значений могут доходить до 1—5 делений шкалы, а это, как увидим ниже, делает измерения весьма грубыми. Действительно, при вычислении $\text{tg } \delta$ по формуле (2) в смысле точности главную роль играет эквивалентное сопротивление $r_{\text{экв}}$. Допустим, что точность отсчетов по шкале $\Delta\alpha = 0,5$ деления шкалы; тогда ошибка в $r_{\text{экв}}$, вызванная неточностью отсчетов α_0 , α_1 , α_0' и α_1' , согласно формуле (1), будет равна 6%, а принимая во внимание указанное выше нарушение резонанса, мы должны ожидать ошибок, превышающих 10%.

4) Нельзя измерять $\text{tg } \delta$ у диэлектриков с большими потерями, так как отклонение α_0 при резонансе контура с испытуемым диэлектриком составляет всего лишь 1—2% от отклонения α_0' , полученного при резонансе контура, когда в последнем включен

эталонный конденсатор: например для одного образца карболита получается $\alpha_0 = 4$, $\alpha_0' = 370$, $\alpha_1 = 200$; тогда α_1 должно быть приблизительно $0,5 \alpha_0$, т. е. 2. Погрешность измерения достигает 30%.

На основании целого ряда опытов выяснилась возможность получить другие соотношения между безиндукционными сопротивлениями r_x , включаемыми между зажимами 1—2 и отклонениями α гальванометра при резонансе; эти соотношения позволяют измерять $\lg \delta$, во-первых, значительно точнее, а во-вторых, даже и тогда, когда диэлектрики обладают большими потерями.

Был получен ряд экспериментальных кривых, выражающих зависимость между r_x и α при разных частотах (300—2000 кГц), при различных значениях емкости на эталонном конденсаторе в измерительном контуре (120—350 пФ) и при различной связи контура с генератором. Оказалось, что в указанных пределах частот и емкостей зависимость между сопротивлением и отклонением зайчика может быть выражена соотношением

$$r_x = r_1 \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_x} \right)^t, \quad (4)$$

где

$$t = 0,6 + 0,0026 \alpha^{1,15}. \quad (5)$$

Здесь r_x — искомое эквивалентное сопротивление, α_x — соответствующий ему отсчет при резонансе контура с испытуемым конденсатором; r_1 — сопротивление в контуре с эталонным конденсатором, α_1 — соответствующий ему отсчет при резонансе; α — меньшее из значений α_1 и α_x .

Соотношение (4) справедливо для некоторой связи испытуемого контура с генератором: отклонение зайчика при резонансе испытуемого контура, когда в последнем эталонный конденсатор включен накоротко, должно быть равно $\alpha_0' \geq 370$ делениям шкалы; ослабление связи в пределах 15% дает погрешность, не превышающую погрешность измерения (1—2%); уменьшение связи на 30% дает изменение в расчете $r_x \approx r_{\text{оис}}$ на 4—5%. Так как легко установить такую связь, чтобы отклонение было не меньше чем α_0 , то рассматриваемой погрешностью можно пренебречь.

Следует также отметить, что формула (4) справедлива для эквивалентных сопротивлений, дающих отклонения α_x , не превышающие половины максимального отклонения α_0' , т. е. как раз в интересующей нас области, так как отклонения α при наличии в контуре конденсатора даже с малыми потерями (разные сорта стекла) далеко не превышают $\alpha_{\text{max}} = \frac{1}{2} \alpha_0'$.

Кроме того, α_1 должно быть подобрано так, чтобы оно не отличалось от α_x больше, чем на 10 делений шкалы, так как при разнице 20—25 делений получается ошибка в 0,5—0,7%. Во избежание последнего достаточно иметь набор безиндукционных сопротивлений, указанных в стандарте.

В расчет эквивалентного сопротивления по формуле (4) входят две измеряемые величины α_1 и α_x , вместо четырех по формуле (1), поэтому погрешность измерения будет значительно меньше. Для случая, рассмотренного в п. 3, погрешность r_x вычисляется по формуле (4) следующим образом: если $\alpha_x = 40$, то α_1 можно подобрать равным, например 30. При точности отсчета $\pm 0,5$ ошибка в величине t по формуле (5) выразится сотыми долями процента и ею можно пренебречь. Ошибка же отношения $\frac{\alpha_1}{\alpha_x}$ вызовет погрешность в величине r_x , не превышающую, $2,2\%$, вместо 6% по формуле (1).

Порядок измерения сводится к следующему. Измерительный контур замыкается накоротко (зажимы 2, 3) с конденсатором C_x , в котором диэлектрик является испытуемым. Изменением самоиндукции и емкости генератора добиваются резонанса. Затем измерительный контур замыкается накоротко на эталонный конденсатор (зажимы 1, 2) и устанавливается такая связь с генератором путем перемещения катушки L , чтобы отклонение α зайчика при полном резонансе было $\geq \alpha_0$, но не слишком велико. Контур снова замыкается накоротко с испытуемым конденсатором и генератор окончательно настраивается в резонанс с этим контуром. Снимается отсчет α_x по шкале, соответствующий некоторому сопротивлению r_x , эквивалентному диэлектрическим потерям.

Результаты измерений

Материал	Частота в кГц	$\text{tg } \delta$ по формуле (4)	$\frac{\Delta \text{tg } \delta}{\text{tg } \delta}$	$\text{tg } \delta$ по стан- дарту	$\frac{\Delta \text{tg } \delta}{\text{tg } \delta}$	$\text{tg } \delta$ по стан- дарту с по- правкой на резонанс	
Стекло II: $s = 154 \text{ см}^2$ $d = 0,312 \text{ см}$	414	0,00920 0,00925	0,6%	0,00800 0,00828 0,00797 0,00837	5%	—	7,97
Стекло I: $s = 75,43 \text{ см}^2$ $d = 0,312 \text{ см}$	2205	0,00825 0,00830	0,6	0,00810 0,00790 0,00795 0,00815	3,2	—	8,04
Стекло II: $s = 75,43 \text{ см}^2$ $d = 0,268 \text{ см}$	754	0,00861 0,00865	0,5	0,00795 0,00752	6,3	0,0082 0,0083	8,06
Эбонит I: $s = 154 \text{ см}^2$ $d = 0,426 \text{ см}$	588	0,0147 0,0148	0,8	—	—	—	5,05
	838	0,0145 0,0148	2	0,0123 0,0121 0,0125 0,0119	4,6	—	5,00

Материал	Частота в kHz	$\text{tg } \delta$ по формуле (4)	$\frac{\Delta \text{tg } \delta, \%}{\text{tg } \delta}$	$\text{tg } \delta$ по стан- дарту	$\frac{\Delta \text{tg } \delta, \%}{\text{tg } \delta}$	$\text{tg } \delta$ по стан- дарту с по- правкой на резонанс	
	1935	0,0149 0,0147 0,0148	1,4	0,0126 0,0131 0,0134 0,0138	9,5	0,0132 0,0146 0,0146 0,0137	4,95
Эбонит II: $s = 33,17 \text{ см}^2$ $d = 0,123 \text{ см}$	668	0,0131 0,0130	0,8	0,0128 0,0114 0,0130 0,0123	14	—	4,97
	950	0,0132 0,0131 0,0130	1,5	0,0115 0,0120 0,0118	8,3	—	4,97
	2205	0,0131 0,0131 0,0130	0,8	0,0110 0,0100 0,0106	10	0,0129 0,0113 0,0120	4,93
Дюракс: $s = 33,17 \text{ см}^2$ $d = 0,108 \text{ см}$	822	0,0382 0,0386	1	0,0366 0,0363 0,0367	1,1	—	6,13
	833	0,0384	—	—	—	—	5,97
	1925	0,0449 0,0458	2	0,0506 0,0460 0,0466	10,0	—	5,93
Карболит: $s = 154 \text{ см}^2$ $d = 0,821 \text{ см}$	944	0,0675 0,0660 0,0668	3	Измерения невозможны	—	—	7,12

Затем между зажимами (1, 2) включается такое сопротивление r_1 , чтобы получить отклонение α_1 , по возможности близкое к α_x . Так как резонанс при этом слегка нарушается, для правильного отсчета α_1 следует сделать дополнительную настройку контура. Одновременно с этим делается отсчет φ_x на эталонном конденсаторе для определения емкости C_x испытуемого конденсатора и отсчет φ_0 на волномере для определения частоты тока. По значениям α_x , α_1 , r_1 на основании формулы (4) производится подсчет $r_x = r_{\text{акт}}$ затем по формулам (2) и (3) — $\text{tg } \delta$ и ε . Таким путем были определены диэлектрические потери некоторых сортов стекла, эбонита, дюракс, карболита.

Результаты приведены в таблице. Здесь s — площадь верхней обкладки испытуемого конденсатора, d — толщина образца диэ-

лектрика. В предпоследнем вертикальном столбце приведены некоторые значения $\operatorname{tg} \delta$, полученные следующим образом.

Например для эбонита I по стандарту при частоте 1935 кГц среднее значение $\operatorname{tg} \delta = 0,0132$, т. е. меньше, чем по формуле (4). Это понижение обусловлено главным образом тем, что резонанс испытываемого контура по стандарту достигается при наличии потерь (отсчет α_0).

При резонансе контура с эталонным конденсатором берется отсчет α_0' ; второй отсчет α_1' получается без дополнительной настройки на резонанс, дающей увеличение α_1' на 1—3%; поэтому, чтобы свести отсчет α_0 к тем же условиям нарушения резонанса, при которых отсчитываются α_0' и α_1' , нужно значение α_0 уменьшить на 1—3%. Во взятом примере с эбонитом это дает увеличение $\operatorname{tg} \delta$ на 6,1%, что уже близко к значению $\operatorname{tg} \delta$, вычисленному по формуле (4). Аналогичное приближение получается в случае стекла II при частоте 754, и эбонита II при частоте 2205 кГц.

Для дюракс при частоте 1925 кГц $\operatorname{tg} \delta$, вычисленный по стандарту, наоборот, больше, чем по формуле (4); но в этом случае измерения по стандарту нельзя считать удовлетворительными, так как получается большая погрешность: $\alpha_1 = 4$ делениям шкалы, при точности отсчета $\pm 0,5$ деления, следовательно, только в отсчете α_1 ошибка выразится 12% и приведет к погрешности в значении $\operatorname{tg} \delta$ до 16%.

Для взятого образца карболита измерения по стандарту были неосуществимы. Измерения по формуле (4) хотя и хуже, чем для диэлектриков с малыми потерями, но точность в 3% можно считать достаточно удовлетворительной.

В последнем столбце приведены значения диэлектрической постоянной, вычисленной по формуле (3).

Из рассмотрения таблицы получаем среднюю точность измерения $\operatorname{tg} \delta$ для диэлектриков с не слишком большими потерями равной 1%.

Подводя итоги нашему исследованию, мы можем сформулировать следующие выводы:

1) Полученная экспериментальная формула для определения сопротивлений, эквивалентных диэлектрическим потерям, позволяет свести измерения к двум отсчетам отклонения гальванометра, вместо четырех, требующихся по ОСТ 5052.

2) Эта формула дает возможность измерять $\operatorname{tg} \delta$ и в диэлектриках с большими потерями.

3) Точность измерений $\operatorname{tg} \delta$ повышается в пять—шесть раз, а в отдельных случаях в 15 раз, по сравнению с измерениями по стандарту.

4) ОСТ 5052 (1932 г.) для измерения диэлектрических потерь твердых изоляторов должен быть пересмотрен.

LES MESURES A HAUTE FREQUENCE DES PERTES
DIELECTRIQUES ET DE LA CONSTANCE DIELECTRIQUE DES
DIELECTIQUES DURS.

M. S. Tchmoutine

(Résumé)

Une installation d'après le standard OST 5052 (1932) qui sert à mesurer les pertes diélectriques fut montée et examinée à fin de mesurer la tangente de l'angle des pertes diélectriques et de la constante diélectrique des diélectriques durs à haute fréquence.

La dépendance entre les résistances non inductives du circuit de mesure et les déviations du galvanomètre dans les limites des fréquences 300—2000 kHz et des capacités 120—350 μF , étant donné différentes connexions entre le circuit de mesure et la génératrice.

Une formule expérimentelle fut trouvée à fin de déterminer les résistances, équivalentes aux pertes diélectriques, qui permet de déduire les mesures à deux lectures de déviation du galvanomètre au lieu de quatre, exigées par le standard. Cette formule donne la possibilité de mesurer la tangente de l'angle des pertes dans les diélectriques, dont les pertes sont considérables.

La précision des mesures va s'augmentant de 5—6 fois, et dans de certains cas jusqu'à 15 fois, en comparaison des mesures d'après le standard.

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЕРМЕТРА МУЛЛЕНА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

М. С. Чмутин

Среди существующих приборов для измерения силы тока высокой частоты амперметр Муллена нужно признать очень точным; его градуировка может быть сделана на постоянном токе.¹ Весьма существенно для этого прибора то, что могут быть очень точно подсчитаны поправки, обусловленные особенностями токов высокой частоты.

Наибольшее изменение силы высокочастотного тока вызывается включением в цепь провода с большими индуктивностью и емкостью (всякого рода катушки, обмотки и пр.), поэтому в рассматриваемом приборе система проводов максимально упрощена: амперметр представляет два параллельных проводника, соединенных последовательно, причем один закреплен неподвижно, второй — на упругих эластичных пружинах, которые одновременно служат для проводки тока (рис. 1).

I. ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОПРАВОК НА ЧАСТОТУ

Сила отталкивания на единицу длины провода для переменного действующего (среднего квадратичного) тока I будет

$$F = \frac{2I^2}{D+x},$$

где D — расстояние между проводами при отсутствии тока, x — смещение провода, причем в пределах упругости $F = kx$, следовательно

$$x = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{D^2 + \frac{8I^2}{k}} - D \right\}. \quad (1)$$

¹ Подробный анализ прибора и описание приведены в статьях: Муллен: „Proceed, Royal Soc., 1928, Vol 121 p. 41 «Journ. Inst. of Electr. Engin» 1930, 68 p. 544.

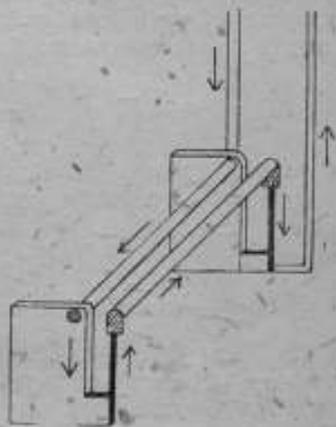


Рис. 1. Схема амперметра Муллена.

Так как при высоких частотах ток идет в поверхностном слое проводника и распределяется неравномерно по его длине вследствие самоиндукции и емкости и пр., отклонение x не будет совпадать с соответствующими значениями при постоянном токе. Однако поправки могут быть подсчитаны. Приведем кратко результаты рассуждений об этих поправках.

1) Неравномерное распределение тока по поперечному сечению провода вызывает дополнительное усилие отталкивания, определяемое из соотношения

$$\Delta F_1 = \frac{2I^2}{D} \left\{ \frac{1}{2} \frac{d^2}{D^2} + \frac{3}{8} \frac{d^4}{L} - \frac{1}{\sqrt{2z}} \frac{d^2}{D^2} \left(1 + \frac{d^2}{D^2} \right) \right\} \quad (2)$$

для $z > 3,5$,

где $z^2 = \pi \omega d^2 \frac{1}{\rho}$,

$\omega = 2\pi f$,

f — частота,

d — диаметр проводов,

ρ — удельное сопротивление проводов.

Подвижной провод должен быть легким, поэтому его целесообразно было заменить пустотелым цилиндром, так как ток высокой частоты вытесняется на поверхность проводника. Дополнительное усилие отталкивания в этом случае несколько изменяется и находится по формуле

$$\Delta F_1 = \frac{2I^2}{D} \left\{ \frac{m^2}{1+m^2} \cdot \frac{r^2}{D^2} + \frac{m^2}{4+m^2} \cdot \frac{r^4}{D^4} \right\} \quad (3)$$

для $D \gg r$,

где r — средний радиус трубки,

$m = 2\pi \omega \delta r \cdot \frac{1}{\rho}$,

$\omega = 2\pi f$,

δ — толщина стенок трубок.

2) Для уничтожения влияния внешних переменных полей и емкости по отношению к окружающим предметам, система заключается внутри экранирующей трубки в ее центре. Но тогда в толще экрана появляются токи Фуко, действие магнитного поля которых заключается в порождении дополнительного усилия притяжения и определяется из соотношения:

$$\Delta F_2 = -\frac{2I^2}{D} \cdot 4 \cdot \frac{m^2}{1+m^2} \cdot \frac{a^2}{R^2} \quad (4)$$

где

$m = 2\pi \omega \delta R \cdot \frac{1}{\rho}$ — относится к экрану,

a — половина расстояния между центрами цилиндров,

R — радиус экрана.

3) Влияние емкости и самоиндукции при неравномерном продольном распределении тока в системе цилиндров внутри экрана на силу их взаимодействия учитывается по формуле:

$$F_3 = \frac{2I^2}{D} \cdot k_1 \left\{ 1 + k_2 \frac{8\pi^2 \epsilon^2 I^2}{\lambda^2} \right\}, \quad (5)$$

где

k_1 и k_2 — постоянные, определяемые из параметрических величин прибора.

ϵ — диэлектрическая постоянная окружающей среды,

l — длина системы цилиндров,

λ — длина волны.

Сумма приведенных поправок может быть рассчитана для любой частоты. Тогда проградуировав прибор на постоянном токе, а затем находя отсчеты x при ряде значений переменного тока высокой частоты, находят поправки на частоту, исправляют отсчитанные при высокочастотном токе значения x и из кривой постоянного тока находят действительные величины действующего тока.

Смещения x отсчитываются при помощи микроскопа по перемещению указателя из кварцевой стрелки, скрепленной с подвижным цилиндром (трубкой). Исходное положение устанавливается по неподвижному кварцевому указателю, укрепленному на корпусе экрана, с которым связан и неподвижный цилиндр.¹

Установка прибора сводится к следующему: при помощи микрометрического винта у микроскопа и особого винта у подставки корпуса наводятся указатели: неподвижный на один конец окулярной шкалы, подвижной — на другой.

Если при пропускании тока подвижной указатель, после основного отклонения постепенно сползает в ту или другую сторону вследствие изменения упругих свойств подводящих лент, вызванного нагреванием их током, особым приемом (кстати сказать, в конструкции фирмы Кембридж и К^о чрезвычайно неудобным) подкручивания лент в ту или другую сторону, это сползание устраняется. Эта операция заняла у нас много времени, и в конечном счете результат все же был ненадежным.

В первую из приведенных выше поправок входит величина D — расстояние между центрами цилиндров или трубок с током.

Если H — горизонтальная составляющая напряжения земного поля, то

$$D = \frac{2I}{H},$$

где I — ток, компенсирующий значение H .

По нашим измерениям D оказалось порядка 11 мм для постоянного тока, что превышало теоретическое необходимое

¹ Описание — см. К у д а к и й, Радиотехнические измерения, Госиздат, 1932.

значение D , но было значительно ниже того значения, которое вытекало из данных фирмы ($\sim 13,2$ мм).

Поэтому мы подсчитали все поправочные множители, исходя из полученного значения в 11 мм, причем выявилось полное несогласие с ожидаемым: поправочный член оказался с противоположным знаком во всей области частот от 0 до 10^7 Hz.

Основное влияние на поправочный член при $D = 11$ мм оказывал экран.

Если бы исходить из значения D , вытекающего из данных фирмы, поправочный член должен был быть непомерно большим.

Мы решили испытать прибор при $D = 11$ мм.

Большое число опытов, проведенное с прибором, привело нас к следующим выводам:

а) ни при каких возможных положениях прибора нельзя было добиться получения тока в 22 А при отклонениях стрелки на всю шкалу (прибор рассчитан на 22,4 А).

б) невозможно достигнуть уничтожения тепловых сползаний стрелки, обусловленных изменением упругости подводящих проводов вследствие прогревания, в такой мере, чтобы с ними можно было не считаться.

в) устойчивость нулевого положения указателя недостаточна.

г) заметно уменьшить D , сохранив хотя бы грубо устойчивость системы, невозможно.

д) градуировка некоторых тепловых приборов давала мало удовлетворительные и очень ненадежные результаты.

Следуя выводам теории, мы решили уменьшить расстояние D между трубками. С этой целью упругие ленты, подводящие ток, были отделены и затем припаяны так, что их изгибающаяся часть стала короче приблизительно на 1,5 мм. Поломанная кварцевая стрелка была заменена стеклянной, полученной из тонкой трубки.

После этих переделок прибор сразу же был приведен в устойчивое состояние, небольшим числом манипуляций было достигнуто снижение тепловых „ползаний“ до значения в пределах точности измерений. Неподвижный указатель занял при этом не край шкалы, а ее середину. Промеры расстояния D привели к значению 0,94 см, что совпало с теоретическими выводами.

Отклонения стрелки на 96,5 делений шкалы соответствовали силе тока в 23 А, что также близко к параметрическим данным.

II. РАСЧЕТ ПОПРАВК ДЛЯ ПРИБОРА ПОСЛЕ ЕГО ПЕРЕДЕЛКИ

1) Поправка, вызванная неравномерным распределением тока по поперечному сечению провода при высоких частотах. Неподвижный провод—сплошной медный цилиндр диаметром 3,175 мм и удельного сопротивления $16,8 \cdot 10^2$ CGSM. Подвижный провод—полая цилиндрическая латунная трубка того же внешнего диаметра с внутренним

диаметром в 2,375 мм, следовательно среднего радиуса 0,139 см, толщиной $\delta = 0,04$ см; удельное сопротивление $\rho = 6,8 \cdot 10^9$ электромагнитных единиц взято как среднее из табличных значений и из величины, вытекающей из данных статьи автора прибора. Средняя величина для ρ допустима потому, что отклонения от крайних значений не отражаются заметно на величине поправки и, кроме того, сама фирма не знает удельного сопротивления латуни, из которой сделана трубка, а измерения в системе прибора были бы слишком ненадежны.

$D = 0,94$ см — расстояние между центрами цилиндрических проводов, так как измерение сделано на постоянном токе. В случае переменного тока под D нужно понимать расстояние между физическими осями токов; в нашем случае это будет D' — расстояние между центром полой трубки и физической осью сплошного цилиндра (неравномерным распределением тока по периферии трубки пренебрегают) (см. рис. 2).

На рис. 2 слева полая латунная трубка, справа сплошной цилиндр, физическая ось которого проходит через такую точку B , чтобы точка A являлась инверсионной точкой по отношению к периферической окружности сплошного цилиндра.

Следовательно, $OA \cdot OB = r^2$.

откуда

$$OB = \frac{r^2}{D^2} = \frac{0,0252}{0,94} = 0,0268;$$

$$OA - OB = D - \frac{r^2}{D^2} = D \left\{ 1 - \frac{r^2}{D^2} \right\},$$

т. е.

$$0,94 - 0,0268 = 0,9132 = 0,94 \cdot 0,972 = 0,94 \left\{ 1 - \frac{r^2}{D^2} \right\};$$

поэтому

$$0,972 = 1 - \frac{r^2}{D^2}$$

и

$$\frac{r^2}{D^2} = 0,028; \quad \frac{r^4}{D^4} = 0,0008.$$

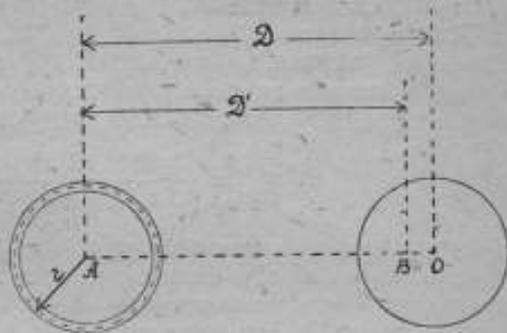


Рис. 2 Поперечное сечение проводов в амперметре Муллена.

Данная Мулленом формула (3) для первой поправки приводит к значениям

$$\beta_1 = \frac{m^2}{1+m^2} \cdot \frac{r^2}{D^2} + \frac{m^2}{4+m^2} \cdot \frac{r^4}{D^4}$$

поправочного члена в два раза меньшим, чем следовало ожидать. Мы проверили расчет для алюминиевой трубки и также нашли по этой формуле, что β_1 в два раза меньше значения, приведенного в статье Муллена.

Далее, значение β_1 должно приблизительно компенсироваться влиянием экрана,¹ Фактически β_1 составляет лишь половину значения поправки, вызванной экраном. Наконец, мы нашли ряд значений β'_1 для сплошных цилиндров по формуле (2).

$$\beta'_1 = \left\{ \frac{1}{2} \frac{d^2}{D^2} + \frac{3}{8} \frac{d^4}{D^4} - \dots \right\}$$

и сравнили их со значениями β_1 из формулы (3) для латунной трубки и сплошного цилиндра, причем также оказалось, что β_1 примерно в два раза меньше, чем β'_1 , хотя они должны быть одного порядка. Этот же результат получается и в случае алюминиевой трубки и сплошного медного цилиндра.

Можно было на основании изложенного сделать только одно заключение, что в формуле (3) пропущен множитель 2.

Подстановка числовых значений в формулу (3) дает:

$$\Delta F = \frac{2f^2}{D} \left\{ 0,056 \cdot \frac{m^2}{1+m^2} + 0,0008 \frac{m^2}{4+m^2} \right\}.$$

Поправки β_1 в процентах, найденные по этой формуле, приведены в табл. 1 (стр. 77).

2) Вычисленные поправки, обусловленные наличием экрана, произведено по формуле (4), где m и R относятся к экрану, причем

$$m = \frac{4\pi^2 f^2 R}{\rho} = 0,028 f,$$

так как толщина стенок экрана $\delta = 0,3$ см, радиус экрана $R = 4$ см, удельное сопротивление $\rho = 16,8 \cdot 10^9$ эл. магн. ед.,

$$a = \frac{D}{2} = 0,47 \text{ см.}$$

Предельное значение поправочного члена достигается при невысоких частотах, порядка 100 Hz, и имеет величину

$$\beta_2 = -4 \cdot \frac{m^2}{1+m^2} \cdot \frac{a^2}{R^2} = -0,055,$$

¹ См. ст. Муллена в „Journ. Inst. of Electr. Engin“, 1930.

т. е.

$$\beta_2 = -5,5\%.$$

Значения β_2 при различных частотах даны в табл. 1.

3) Поправочный член β_3 , обусловленный емкостью и самоиндукцией системы цилиндров, расположенных внутри экранирующей трубки, определяется при следующих условиях (рис. 3).

Подробный анализ показывает, что наличие экрана производит уменьшение силы взаимодействия между цилиндрами A и B так же, как если бы вместо экрана были взяты соответствующего направления два тока в A' и B' , параллельных A и B и равных им по абсолютной величине; при этом точки A' и B' являются инверсионными по отношению к периферической окружности экрана радиуса R .

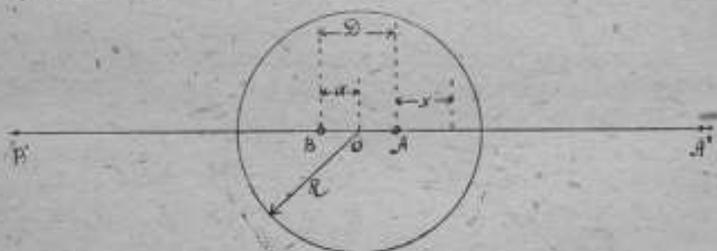


Рис. 3.

Если коэффициент емкости на единицу длины цилиндра C , а при наличии второго цилиндра K , коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции на единицу длины при тех же условиях L и M , то

$$-\frac{C}{k} = \frac{L}{M},$$

где

$$\frac{C}{k} = \frac{\int_0^R \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{AA' - x} \right) dx}{\int_0^R \left(\frac{1}{AB' + x} - \frac{1}{AB + x} \right) dx}$$

r — радиус цилиндра и трубки; AA' , AB' и AB определяются по параметрическим данным:

$$OA \cdot OA' = OB \cdot OB' = R^2; AB = D = 0,94 \text{ см.}$$

$$OB = OA = a = \frac{D}{2} = 0,47 \text{ см; } OA' = OB' = \frac{R^2}{a};$$

$$AA' = BB' = OA' - OA = \frac{R^2}{a} - a = 33,57;$$

$$AB' = BA'OB' + OA = \frac{R}{a} + a = 84,51;$$

$$r = 0,16;$$

$$\frac{\int_r^R \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{AA' - x} \right) dx}{\int_r^R \left(\frac{1}{AB' + x} - \frac{1}{AB + x} \right) dx} = 2,38,$$

Сила взаимодействия на единицу длины между цилиндрами, погруженными в демпфирующее масло с диэлектрической постоянной ϵ , внутри экрана равна

$$F = \frac{IP^2}{D} \left\{ 1 - \frac{1}{A'B} - \frac{1}{B'B} \right\} \cdot \left\{ 1 + \left(1 + \frac{D}{BA'} \right) \left(1 - \frac{1}{\left(\frac{C}{k} - 1 \right)^2} \right) \cdot \frac{8\pi^2 \epsilon^2 I^2}{\lambda^2} \right\}. \quad (6)$$

Диэлектрическая постоянная масла была определена нами как $\epsilon = 2,15$.

Подстановка рассчитанных значений $A'B$, $B'B$ и $\frac{C}{k}$ в формулу (6) приводит ее к следующему виду:

$$F = \frac{IP^2}{D} 0,949 \left\{ 1 + 0,891 \cdot \frac{8\pi^2 \epsilon^2 I^2}{\lambda^2} \right\},$$

или

$$F = \frac{IP^2}{D} \cdot 0,949 \left\{ 1 + \frac{83000}{\lambda^2} \right\}.$$

Найденные по этой формуле поправки β_2 приведены в табл. 1. Там же приведена результирующая поправка β в процентах.

В двух последних столбцах, для сравнения, приведены значения β'_1 и β'_2 поправок, найденных по параметрам прибора до его переделки.

Для удобства нахождения поправки при любой для данного интервала частоте, на графике (рис. 4) поправка в процен-

тах выражена кривой в зависимости от частоты. Поправки взяты в обычном масштабе, частоты для удобства—в логарифмическом масштабе.

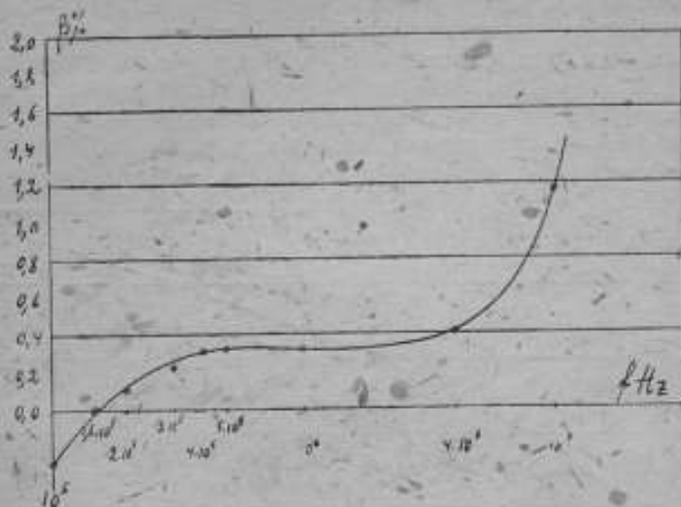


Рис. 4. Кривая поправок на частоту к амперметру Муллена.

Таблица 1

Поправки к амперметру Муллена

Частота f	Длина волны λ в м	Поправки в %			Результрующая β	β'_1	β'_2
		β_1	β_2	β_3			
$3 \cdot 10^4$	10000	2,7	-5,5	—	- 2,8	1,7	-7,6
$5 \cdot 10^4$	6000	4,1	-5,5	—	- 1,4	2,7	-7,6
$8 \cdot 10^4$	3500	5,0	-5,5	—	- 0,5	3,5	-7,6
$8 \cdot 10^4$	3000	5,2	-5,5	—	- 0,3	3,7	-7,6
$1,5 \cdot 10^5$	2000	5,5	-5,5	—	0,0	4,1	-7,6
$2 \cdot 10^5$	1500	5,6	-5,5	—	0,1	4,2	-7,6
$3 \cdot 10^5$	1000	5,7	-5,5	—	0,2	4,2	-7,6
$4 \cdot 10^5$	750	5,8	-5,5	—	0,3	4,2	-7,6
$5 \cdot 10^5$	600	5,8	-5,5	—	0,3	4,2	-7,6
$5 \cdot 10^5$	300	5,8	-5,5	—	0,3	4,2	-7,6
$4 \cdot 10^6$	75	5,8	-5,5	0,1	0,4	4,2	-7,6
$4 \cdot 10^7$	30	5,8	-5,5	0,9	1,2	4,2	-7,6
$2 \cdot 10^7$	15	5,8	-5,5	3,7	4,0	4,2	-7,6
$3 \cdot 10^7$	10	5,8	-5,5	8,3	8,6	4,2	-7,6
$4 \cdot 10^7$	7,5	5,8	-5,5	14,8	15,1	4,2	-7,6

III. ГРАДУИРОВКА ПРИБОРА НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Амперметр был помещен в железный кожух и установлен приблизительно по направлению магнитного меридиана. Найденное нормальное положение прибора определялось по неподвижному указателю, установленному на 50-м делении, когда подвижной указатель был на 100-м делении. Вертикальная составляющая напряжения земного магнитного поля дополнительно компенсировалось небольшим постоянным магнитом.

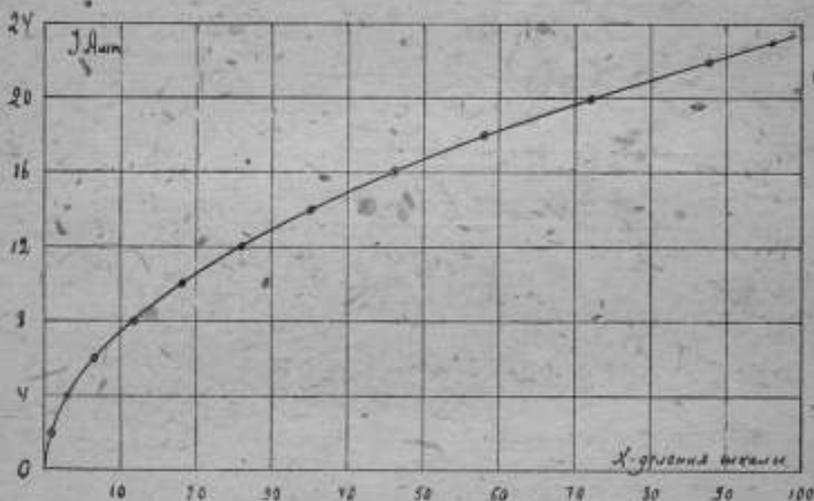


Рис. 5. Кривая градуировки амперметра Муллена на постоянном токе.

Сначала были сняты показания прибора на постоянном токе от 2 до 23 А, через 2 А (см. 2-й столбец табл. 2), причем после выключения тока требовалось некоторое время выждать, чтобы стрелка вполне вернулась в свое нулевое положение. Затем были сняты показания на переменном токе по тепловому аперметру завода „Электроприбор“ № 62423 на 15 А в тринадцати точках при $\lambda = 735$ м ($f \sim 4 \cdot 10^6$ Hz) (табл. 2, 6-й столбец). Далее снова сняты показания от 2 до 23 А на постоянном токе в тех же точках (3-й столбец). Постоянный ток измерялся универсальным прибором, специально перед этим проградуированным в лаборатории постоянного тока ВНИИМС с точностью от 0,2% при малых значениях тока, до 0,04% при больших. В 4-м столбце приведены средние значения из данных 2-го и 3-го столбцов. Зависимость между силой постоянного тока (1-й столбец) и отклонениями стрелки амперметра Муллена (4-й столбец) изображена графически на рис. 5.

Переменный ток был взят при $f = 4 \cdot 10^5$ Hz. Из кривой на рис. 4^а получаем поправку при этой частоте, равную 0,3%. В 7-м столбце вычислены поправки к отклонениям 6-го столбца. В 8-м столбце приведены исправленные показания амперметра Муллена. В 9-м столбце приведены значения силы переменного тока, найденные по отклонениям (столбец 8-й) из кривой рис. 5.

Таблица 2

Сила пост. тока в амперах.	Показания амперметра Муллена			Показ. перем. испыт. прибора	Пказ. по амп. Муллена	Поправка на частоту	Исправленные показания прибор. Муллена	Действительная сила перем. тока	Примечание
	в начале опыта	в конце опыта	среднее						
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	0,8	1,0	0,9	1 дел.	1,4	0,04	1,36	2,5	
4	3,0	3,0	3,0	2	3,0	0,09	2,91	3,9	
6	6,5	6,6	6,55	5 А	4,6	0,14	4,44	4,9	
8	11,6	11,8	11,7	6	7,0	0,21	6,79	6,1	
10	18,0	18,0	18,0	7	10,0	0,30	9,70	7,2	
12	25,8	26,0	25,9	8	11,8	0,35	11,45	7,9	
14	35,0	35,0	35,0	9	15,0	0,45	14,55	9,0	
16	46,0	46,0	46,0	10	17,8	0,53	17,47	9,9	
18	58,0	58,0	58,0	11	21,5	0,65	20,85	10,8	
20	72,0	72,0	72,0	12	26,0	0,78	25,22	11,9	
22	87,6	87,4	87,5	13	31,0	0,93	30,07	13,0	
23	96,0	96,0	96,0	14	35,8	1,07	34,73	13,9	
				15	39,6	1,2	38,4	14,6	

Второй опыт был проделан при тех же условиях на следующий день. Третий опыт—повторный. Четвертый опыт при положении прибора под углом 90° к магнитному меридиану. Пятый опыт—при смещении амперметра в схеме. Шестой опыт—через день при том же положении, но без железного кожуха. Седьмой опыт—прибор без кожуха, но повернут в первоначальное положение. Восьмой опыт—повторный. Девятый опыт—прибор в том же положении в железном кожухе.

По кривой из каждого опыта были определены показания испытуемого амперметра, причем оказались некоторые расхождения, на основании которых можно сделать соответствующие заключения относительно точности градуировки.

Предположим точность на всей шкале амперметра $\Delta x = \pm 0,2$ деления. Отклонение на всю шкалу $x = 0,25$ мм. Так как шкала имеет 100 делений, то точность отсчета

$$\Delta x = \pm \frac{0,25}{100} \cdot 0,2 = \pm 0,0005 \text{ мм.}$$

Из основного соотношения между средним квадратичным током и отклонением x :

$$I^2 = \frac{k}{2} (D + x) \cdot x$$

где k — коэффициент упругости, следует

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 0,5 \left(\frac{\Delta x}{x} + \frac{\Delta x}{D + x} \right).$$

Так как D — порядка 10 мм, то $\frac{\Delta x}{x} \cong \frac{0,0005}{10} = 5 \cdot 10^{-5}$, или $5 \cdot 10^{-3}\%$, поэтому вторым членом в скобках можно пренебречь. Тогда

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 0,5 \frac{\Delta x}{x}$$

и

$$\Delta I = \pm 0,5 \frac{\Delta x}{x} \cdot I.$$

Такова ошибка при градуировке прибора на постоянном токе. Очевидно, что при градуировке на переменном токе за счет неточности отсчета должна быть такая же ошибка, поэтому действительные значения переменного тока, будут иметь погрешность

$$\Delta I = \sqrt{\left(0,5 \cdot \frac{\Delta x}{x} \cdot I\right)^2 + \left(0,5 \cdot \frac{\Delta x}{x} \cdot I\right)^2} = \pm 0,5\sqrt{2} \cdot I \cdot \frac{\Delta x}{x},$$

и

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 0,7 \cdot \frac{\Delta x}{x}. \quad (7)$$

При этом влиянием неточности градуировки амперметра постоянного тока можно пренебречь; неточность же начальной установки остается той же при постоянном и переменном токе и в конечном счете исключается.

Кривая ошибок, найденных по этой формуле, показана на рис. 6 пунктиром.

Средние уклонения из девяти опытов от среднего значения переменного тока нанесены зачерненными кружками. Практическая кривая ошибок, проведенная на чертеже штрих-пунктиром, отличается от теоретической, причем для малых значений тока ошибка меньше, а для больших, наоборот, больше, чем предполагалось.

В действительности эти расхождения совершенно законны и могут быть учтены.

В начале шкалы точность отсчета нужно повысить до $\Delta x = \pm 0,1$ деления шкалы, как и подтверждает опыт. Но при

увеличении силы тока отмеченные ранее тепловые сползания стрелки понижают точность отсчета до $\Delta x = \pm 0,5$ деления шкалы. Можно принять, что изменение точности Δx отсчета по шкале происходит прямо пропорционально корню квадратному

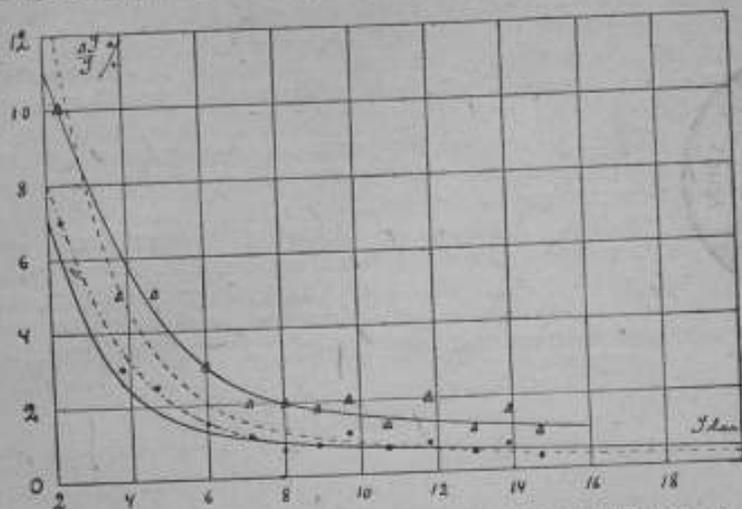


Рис. 6. Кривые ошибок градуировки теплового амперметра по амперметру Муллена.

из отсчета x , деленного на длину шкалы, приняв за коэффициент пропорциональности точность отсчета при наибольшем отклонении, т. е. 0,5.

$$\Delta x = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{x}{I}}$$

Так как $l = 100$, то

$$\Delta x = \pm 0,05\sqrt{x}$$

Тогда вместо формулы (7) найдем:

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 0,035 \frac{1}{\sqrt{x}} \quad (7')$$

Полагая возможным производить отсчеты с постоянной точностью $\Delta = \pm 0,1$ в пределах от 0 до 3 делений шкалы, т. е. примерно до 4А и определяя при дальнейшем увеличении силы тока погрешность отсчета по формуле (7'), мы получим новую кривую (на черт. 6 нижняя сплошная кривая), причем получается очень хорошее совпадение этих расчетов с опытом. Заметны отклонения у начала кривых, т. е. в той области, использование которой практически нецелесообразно.

Можно считать, что измерения данным прибором производятся в области от 4 до 8 А с точностью от 3 до 1% и в остальной части—от 8 до 23 А с точностью от 1% до 0,5%.

Кривая, построенная по точкам, заключенным в треугольники, показывает исключительно только максимальные отклонения из девяти измерений.

Здесь нужно отметить большое влияние тепловой инерции испытуемого теплового прибора и неполной устойчивости его показаний.

Для прибора, у которого указанные недостатки сведены до минимума, максимальные отклонения от среднего арифметического будут значительно меньше.

Заключение. Амперметр Муллена может быть принят за образцовый прибор для измерений силы тока высокой частоты. Прибор этот должен служить для градуировки тепловых амперметров, номинальные значения показаний которых часто отличаются от действительных на 20—30%. Прибор может быть изготовлен в СССР.

RECHERCHES DE L'AMPEREMETRE DE MOULLIN EMPLOYE A MESURER LE COURANT A HAUTE FREQUENCE

M. S. Tchmoutine

(Résumé)

L'ampèremètre de Moullin de 22,4 A tel qu'il a été reçu de la "Cambridge Instrument Co.", ne donnait pas de résultats satisfaisants: 17A provoquaient une déviation de l'aiguille sur toute l'échelle; les baisses thermiques de l'aiguille ne furent pas supprimées, le point zéro de l'appareil ne se montra pas assez stable. La courbe de correction des fréquences qu'on trouve dans la littérature a été calculée pour un appareil de 2 A.

Les barres flexibles amenant le courant à l'ampèremètre de Moullin furent raccourcies par nous, ce qui changea à un certain degré quelques données paramétriques de l'appareil; l'ampèremètre a commencé à travailler d'une façon satisfaisante.

Quelques corrections de fréquences furent calculées d'après de nouveaux paramètres de l'ampèremètre ainsi que la courbe de dépendance de la correction générale due à la fréquence.

Toutes les mesures suivantes indiquèrent que l'ampèremètre de Moullin peut être considéré comme étant un appareil-étalon pour mesurer la force du courant à haute fréquence. Cet appareil peut servir à graduer les ampèremètres thermiques.

ОГЛАВЛЕНИЕ.

	Стр.
1. В. С. Габель. Методы междулабораторных сравнений эталонов частоты	5
2. Ю. Б. Селютин. О некоторых составляющих погрешности волномера	18
3. Г. А. Кьяндский. Гетеродинная установка для измерения длин коротких волн	30
4. П. Н. Агаецкий. Способ измерения малых емкостей на высокой частоте	45
5. М. С. Чмутин. О точности опорных точек переменного конденсатора при измерениях малых емкостей	57
6. М. С. Чмутин. Измерение диэлектрических потерь и диэлектрической постоянной твердых диэлектриков на высокой частоте	62
7. М. С. Чмутин. Исследование амперметра Муллена для измерения силы тока высокой частоты	69

TABLE DES RÉSUMÉS

	Page
1. V. S. Gabel. Méthodes de la comparaison entre divers laboratoires des étalons de fréquence	17
2. I. B. Célutine. Sur quelques composantes de l'erreur de l'ondemètre	29
3. G. A. Kiansky. L'ondemètre heterodyne pour la mesure des ondes courtes	44
4. P. N. Agaletzky. Une méthode pour mesurer les petites capacités en haute fréquence	56
5. M. S. Tchmoutine. Sur la précision des points d'application du condensateur variable pendant la mesure des petites capacités	61
6. M. S. Tchmoutine. Les mesures à haute fréquence des pertes diélectriques et de la constante diélectrique des diélectriques durs	68
7. M. S. Tchmoutine. Recherches de l'ampèremètre de Moullin employé à mesurer le courant à haute fréquence	83

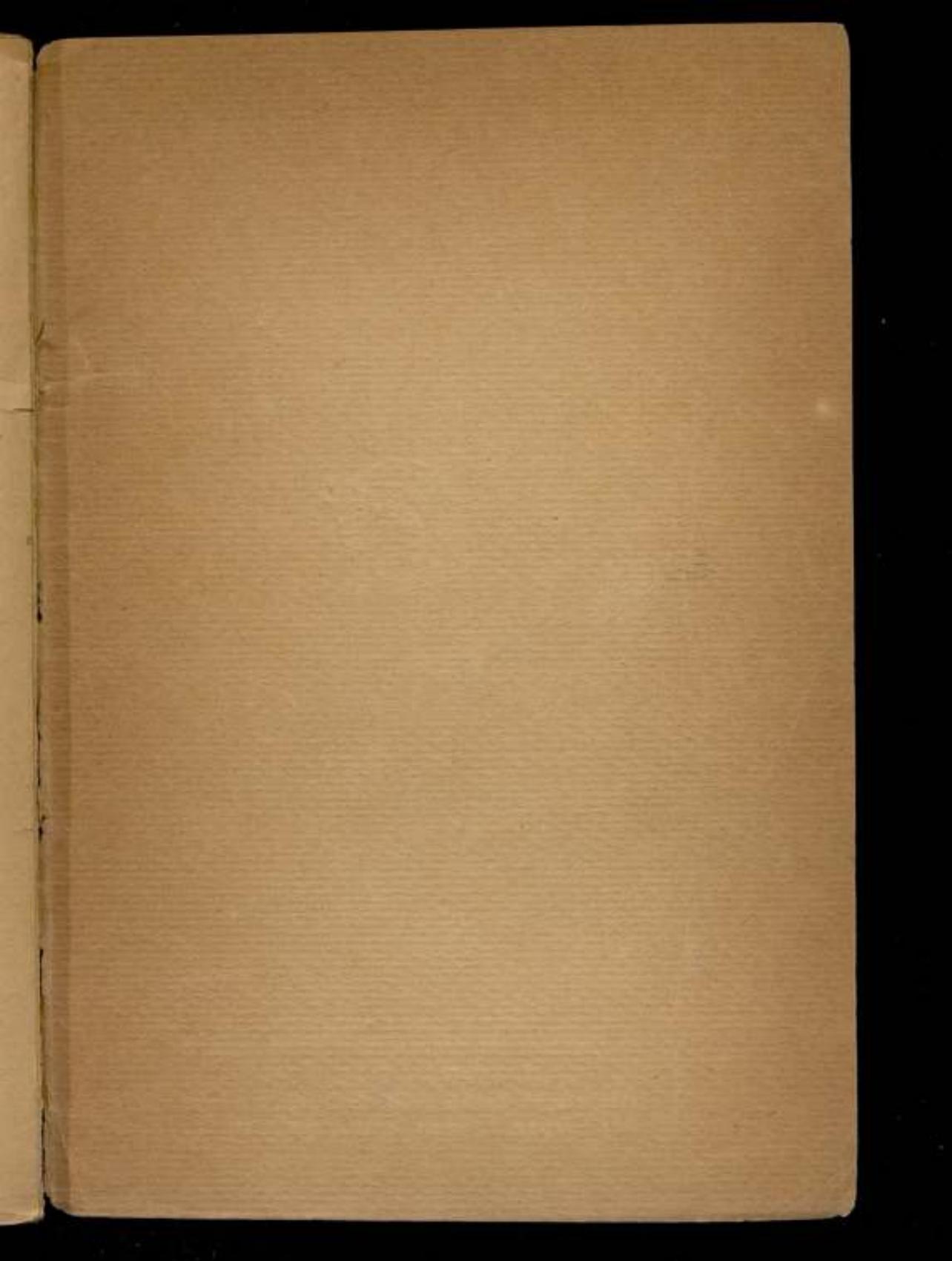
Главный редактор изд-ва М. И. Гиттерман.

Отв. ред. С. З. Сварский.

Техн. ред. Р. Н. Мосевич.

Ленгорт № 6814. Тираж 1500 экз. Сдано в набор 10/1 1936 г. Подписано к печати 10/III 1936 г. Формат бумаги 62 × 88 см. Учетн. авт. листов 5¹/₈. Печ. листов 5¹/₄. Знаков в печ. листе 46848. Изд. № 21/Л. Индекс М-4-3-9. Заказ № 122.

1-я типография издательства Лениблисполкома и Совета, 2-я Советская д. № 7



2 р.



ЗАКАЗЫ НАПРАВЛЯТЬ
ГОСУДАРСТВЕННОМУ ИЗДАТЕЛЬСТВУ ПО СТАНДАРТИЗАЦИИ
„СТАНДАРТИЗ“
Москва, ул. Куйбышева, Рыбный пер., 2, пом. 28
Ленинград, 1, улица Герцена, дом № 11 —