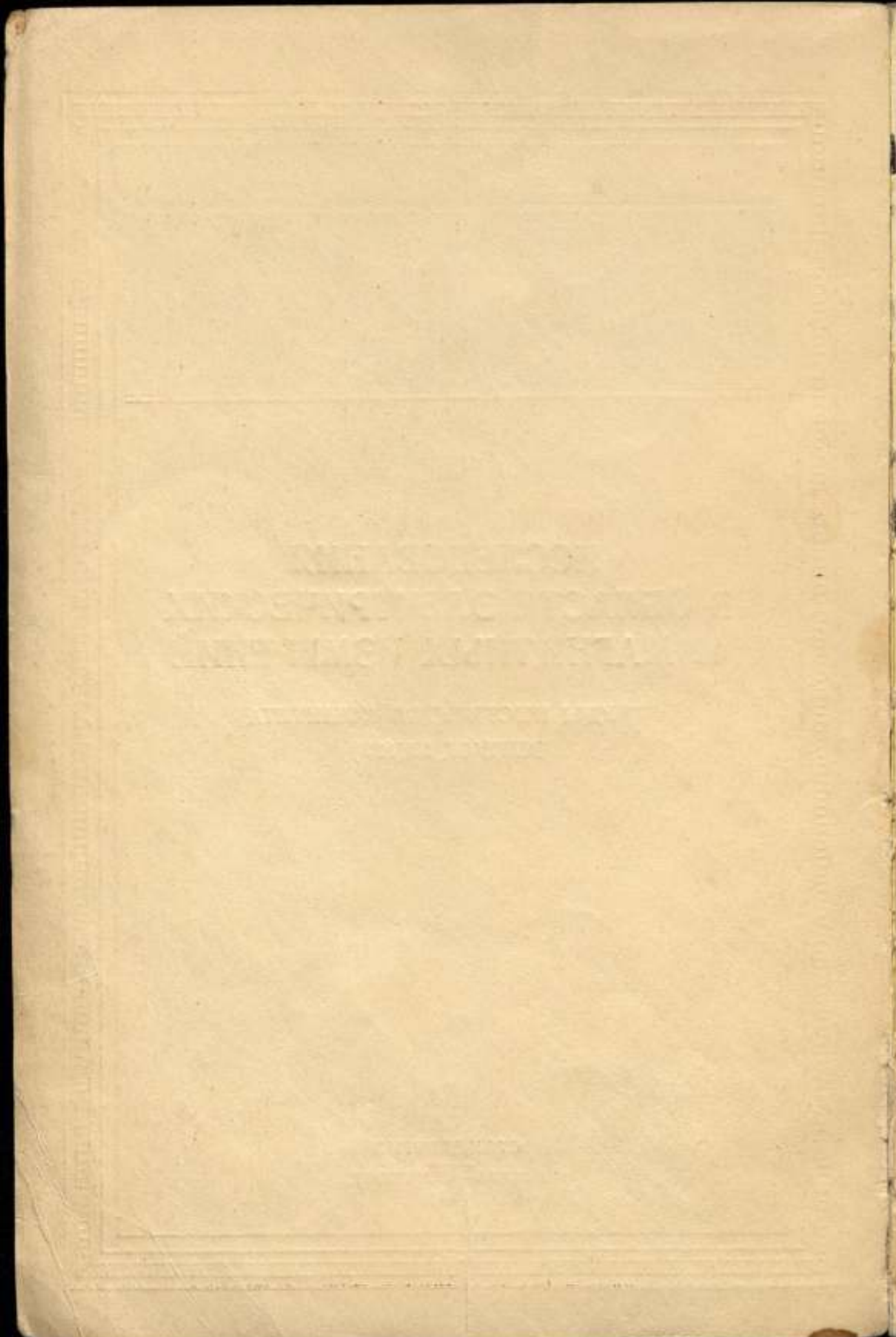


КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР  
**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ  
ИМ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА**

**ИССЛЕДОВАНИЯ  
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
И МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА  
ВЫПУСК 67(127)

СТАНДАРТГИЗ  
МОСКВА — ЛЕНИНГРАД  
1962



КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ  
МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

21  
18821 м

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 67 (127)

Под редакцией  
канд. техн. наук К. П. ШИРОКОВА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ  
СТАНДАРТГИЗ

МОСКВА — ЛЕНИНГРАД  
1962

УДК 62-72  
Технический журнал  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Редакционный совет

П. Н. Агалецкий, К. К. Аглинцев, Н. Н. Александрова,  
В. О. Арутюнов, С. В. Горбачевич, Е. Ф. Долинский, М. К. Жо-  
ховский, Л. М. Закс, В. В. Кандыба, Л. К. Каяк, И. И. Кирен-  
ков, Д. К. Коллеров, Е. Т. Чернышев, К. П. Широков,  
Е. Г. Шрамков, Б. М. Яновский.

БРИТЭК ВЛТД  
Издательство  
Ленинградский институт  
техники



Ответственный редактор  
д-р техн. наук проф. **В. О. АРУТЮНОВ**



## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящий сборник вошли статьи, освещающие работы, выполненные за последнее время в трех институтах Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР: Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии им. Д. И. Менделеева (ВНИИМ), его Свердловском филиале и в Харьковском институте мер и измерительных приборов (ХГИМИП).

Тематика статей сборника относится главным образом к электрическим измерениям и частично к магнитным измерениям. В связи с непрерывно повышающимися требованиями к точности измерений продолжают сохранять свое важное значение вопросы надежного хранения единиц измерения и передачи их значений в практику. Эта проблема, являющаяся основной для всех институтов Комитета, составляет содержание многих их работ. Первичный эталон ома, состоявший из четырех манганиновых катушек с масляным наполнением, на протяжении многих лет достойно выполнял свою миссию. Однако с повышением требований стала все больше ощущаться недостаточная стабильность входящих в него катушек, и назрела необходимость в замене их более совершенными герметизированными катушками сопротивления. В еще большей степени ощущалась недостаточная стабильность рабочих эталонов ома. Результаты большой работы по отбору и исследованию катушек, позволившей обновить первичный и рабочие эталоны, сообщаются в статье С. В. Горбачевича, А. Н. Лопатниковой, Л. Ф. Светлаковой и В. П. Шигорина. В сборник включена также работа Р. Г. Абельс, А. З. Векслера и Т. А. Проничевой, в которой описан новый метод передачи единицы сопротивления образцовым мерам кратных и дольных значений.

К проблеме расширения границ применимости образцовых мер относится статья А. К. Колосова, Л. Ф. Светлаковой и Е. А. Чаловой, подтверждающая возможность применения ненасыщенных нормальных элементов в условиях повышенных температур (до  $+55^{\circ}\text{C}$ ), а также их способность переносить замораживание, после чего, однако, требуется длительное время для восстановления э. д. с.

В сборнике нашел отражение ряд других вопросов, в частности усо-

вершенствование методики измерения силы тока, мощности и сдвига фаз при повышенных частотах. К ним относятся четыре статьи сборника, которые могут представить интерес как для работников поверочных и измерительных лабораторий, так и для конструкторов измерительных приборов. Заслуживает внимания и статья Г. В. Гессена, рассматривающая один из аспектов сложного вопроса о чувствительности мостовых цепей, а также статья В. А. Рыжова, описывающая простую схему двухкаскадного дифференциального усилителя.

Созданию однородных магнитных полей и точному их измерению посвящены три статьи, в которых сообщаются результаты работ ХГИМИП. В статье Е. Е. Богатырева описан ядерный измеритель напряженности магнитного поля, позволяющий измерять однородные поля, создаваемые с помощью электромагнитов, с погрешностью, не превышающей  $(3 + 5) \cdot 10^{-5}$ . В. И. Зингерман, В. Н. Сепетый и Г. К. Ягола в своей статье описывают применение в схеме измерительного генератора фазочувствительного вольтметра, что позволяет измерять напряженность и направление полей рассеяния, начиная от  $4 \text{ а/м}$  ( $0,05 \text{ э}$ ) и выше. Наконец, в статье В. И. Зингермана и Г. К. Яголы предложено решение трудного вопроса о получении однородного магнитного поля, достигаемое путем перемещения корректирующих колец при одновременном наблюдении формы сигнала ядерного магнитного резонанса. Авторы показали возможность уменьшения этим способом неоднородности поля магнитов до значений, не превышающих  $3 \cdot 10^{-5}$  от его значения на протяжении  $1 \text{ см}$ .

Публикуя настоящий сборник, редакция выражает надежду, что помещенные в нем работы принесут пользу лицам, интересующимся и имеющим дело с точными электрическими измерениями.

В сборник включена также статья К. С. Израилова, освещающая метод расчета емкости конденсатора с одной из обкладок, образуемой поверхностью ртути, которая под влиянием вибраций становится волнистой. Кроме того, дана оценка вызываемого этим явлением изменения емкости.

Хотя работа выполнена при решении задачи повышения точности отсчета показаний U-образных ртутных манометров с емкостным отсчетом, применяемых в газовых термометрах, однако рассмотренный метод обладает достаточной общностью и может быть использован для уточнения расчета воздушных конденсаторов как мер емкости. Это оправдывает помещение статьи в настоящем сборнике.

Редактор

Издательство «Высшая школа»

Параметры	Средние значения		
	1	2	3
0,21	922000,1	922000,1	9
0,7	922000,1	922000,1	9
2,73	100000,1	100000,1	100
5,114	100000,1	100000,1	100

С. В. ГОРБАЦЕВИЧ, А. Н. ЛОПАТНИКОВА,  
Л. Ф. СВЕТЛАКОВА, В. П. ШИГОРИН  
ВНИИМ

## О ПЕРЕХОДЕ В СССР НА НОВЫЕ ЭТАЛОНЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

*В статье дается характеристика маслосодержащих и герметизированных катушек электрического сопротивления, утвержденных Ученым советом ВНИИМ в качестве эталонных.*

В настоящее время весьма важной метрологической задачей является повышение точности измерения электрического сопротивления, принимаемого за исходную физическую величину при измерении ряда электрических, магнитных и неэлектрических величин.

Точность измерения сопротивления, как и любой другой величины, определяется в основном точностью поддержания эталонов и точностью передачи единицы измерения от эталонов к образцовым и далее рабочим мерам и приборам, применяемым в научной и технической практике. Из этого непосредственно следует, что повышение точности измерения электрического сопротивления прежде всего связано с повышением точности калибровки эталонных сопротивлений и повышением стабильности их во времени.

Задача повышения точности калибровки эталонных сопротивлений решена во ВНИИМ путем разработки новой методики и аппаратуры для сравнения сопротивлений [1—3]. При этом, помимо повышения точности калибровки эталонных сопротивлений, значительно повышена также точность измерения сопротивлений, не равных  $10^{-k}$  (при  $k$  — целом). В настоящей статье изложены мероприятия, направленные на решение второй задачи — повышения стабильности эталонов электрического сопротивления.

Многолетнее изучение первичного группового эталона ома СССР, состоящего из четырех маслосодержащих катушек, показало, что две из них систематически уменьшают свое сопротивление во времени, а другие две — увеличивают его. Об этом можно судить по данным табл. 1.

Наряду с изменениями систематического характера наблюдались также сезонные изменения сопротивления катушек первичного эталона ома. Последние были значительны для катушек № 4044 и 4046, изготовленных фирмой «О. Вольф» в Берлине в 1908 г. Так, например, с 16 марта по 14 сентября 1960 г. изменения сопротивления этих катушек достигли 0,0009% для катушки № 4044 и 0,0013% для катушки № 4046.

Таблица 1

Номера катушек	Значения сопротивления, ом		Изменения $\Delta$ сопротивлений катушек, охлажденных и первичной групповой эталон ом ВНИИМ в период с 1948 г. по 1960 г., $\Delta \cdot 10^3$
	1948 г.	1960 г.	
6	1,0004370	1,0004230	-14,0
8	1,0004456	1,0004386	-7,0
4044	1,0005817	1,0005901	+8,4
4046	1,0005397	1,0005522	+12,5

Так как и групповые рабочие эталоны с номинальными значениями от 0,001 до 100 000 ом состояли из негерметизированных маслonaполненных катушек, изготовленных в основном фирмой «О. Вольф», то им также были свойственны значительные систематические и сезонные изменения сопротивления [4].

Результаты ежегодных исследований рабочих эталонов показывали, что изменения сопротивлений эталонных катушек достигали в течение года 0,002 ÷ 0,003%, а иногда и больших значений (табл. 2).

Причины нестабильности сопротивления маслonaполненных катушек подвергнуты анализу в трудах различных авторов [5—7]. Было установлено, что систематические или вековые изменения сопротивлений катушек обусловлены:

- 1) гетерогенностью материала сопротивления;
- 2) механическим наклепом, возникающим при изготовлении проволоки;
- 3) механическими напряжениями, возникающими при намотке, подгонке и пайке сопротивлений;
- 4) влиянием окисленного поверхностного слоя материала сопротивления.

Исследования показали, что влияние первых трех причин сводится к минимуму путем обработки готовых элементов сопротивлений в вакууме или другой инертной среде при температуре 500 ÷ 600° С. Практически в настоящее время такой высокотемпературной обработке могут быть подвергнуты сопротивления с номинальными значениями от 0,00001 до 10 ом, изготавливаемые из неизолированного марганца или другого материала. Окисная поверхностная пленка частично устраняется путем химического травления отожженных элементов сопротивления.

Катушки сопротивления с номинальными значениями более 10 ÷ 100 ом могут быть изготовлены только из изолированной проволоки. Температура, при которой производится их обработка, не превышает обычно 150° С. Влияние указанных причин на стабильность сопротивления при этом устраняется лишь частично.

Сезонные изменения сопротивления вызываются атмосферными изменениями влажности, а также изменениями кислотности трансформаторного масла, которым заполняются катушки сопротивления. Испытанным средством, которое позволяет избавиться от сезонных изменений, является в настоящее время герметизация катушек сопротивления.

Указывая на недостатки катушек типа «О. Вольф», следует отметить следующие:

- 1) значительные отклонения сопротивления катушек от их номинального значения (доходящие до 0,15%);
- 2) отсутствие на большинстве катушек с номинальными значениями от 0,1 до 100 ом отдельных потенциальных зажимов;



Таблица 2

Номера катушек	Номинальное значение сопротивления, ом	Изменения $\Delta$ сопротивления катушек, входящих в рабочие эталоны ома ВНИИМ, $\Delta \cdot 10^6\%$	
		1960 г.	1961 г.
7023 7024 6900	0,001	86 63 84	14 52 85
7017 7018 6899 435	0,01	27 32 12 15	33 37 9 44
6735 6736 6898 7097 7098	0,1	18 21 7 8 5	16 23 9 10 7
6704 6705 6902 7032 7033	10	15 16 11 5 9	1 9 8 3 8
7039 7040 6904	100	7 8 12	2 0 2
6906 7044 7045	1 000	8 -16 5	8 25 15
7050 7051 277	10 000	27 0 14	46 17 1
6943 6944 267	100 000	4 2 3	0 13 8

- 3) значительная тепловая инерционность;
- 4) зависимость сопротивления изоляции катушек от содержания влаги и кислот в трансформаторном масле;
- 5) значительное влияние поляризации масла на точность измерения сопротивления катушек с номинальным значением  $10^5$  ом.

Эти недостатки в какой-то мере оказывали влияние на точность сравнения эталонных и образцовых сопротивлений, а следовательно, и на точность поддержания единства измерения электрического сопротивления в стране.

Как видно из изложенного, погрешности поддержания эталонов, обусловленные нестабильностью и другими недостатками катушек сопротивления, значительно превышали значения предельных погрешностей аттестации образцовых катушек 1-го и 2-го разрядов, установленные поверочной схемой.

Нестабильность сопротивлений, а также другие недостатки катушек типа «О. Вольф» вызвали необходимость перехода на новые эталоны электрического сопротивления.

В США эталоны электрического сопротивления улучшались дважды — в 1909 и 1930 гг. Первым улучшенным вариантом был предложенный Роза герметизированный тип сопротивлений с масляным наполнением [5], вторым — герметизированные сопротивления с двойными стенками, разработанные Томасом [6, 7]. Применение катушек Томаса в Национальном бюро эталонов (НБЭ) в течение 30 лет подтвердило их высокие метрологические качества. По-видимому, этот тип катушек является наиболее удачным по сравнению со всеми другими катушками, известными в настоящее время. Герметизированные катушки с двойными стенками с номинальными значениями от 0,1 до 100 000 ом в настоящее время используются в качестве эталонных во Франции, Японии, Канаде и в ряде других стран.

В СССР катушки подобного типа с 1952 г. выпускаются Краснодарским заводом электронизмерительных приборов (КЗИП). С 1956 г. 15 комплектов катушек КЗИП с номинальными значениями от 0,001 до 100 000 ом исследовались во ВНИИМ. Использование недостаточно точной измерительной аппаратуры и нестабильных эталонных сопротивлений не позволяло до 1959 г. достоверно оценить стабильность сопротивлений исследуемых катушек. Однако было установлено, что сопротивление их стабильнее сопротивлений эталонных катушек. На этом основании лаборатория эталонов электрических единиц предложила институтам Комитета использовать катушки КЗИП в качестве катушек 1-го разряда. Три комплекта новых катушек были переданы второй метрологической базе СССР — НГИМИП и по одному комплекту — ВНИИМ, ХГИМИП, Свердловскому филиалу и поверочной лаборатории ВНИИМ.

Как показали тщательные исследования, применение в 1959—1961 гг. новой методики и аппаратуры позволило повысить точность калибровки эталонных сопротивлений приблизительно на один порядок. В качестве рабочих эталонов было решено использовать три комплекта катушек КЗИП. Помимо успешного решения главной задачи — значительного повышения точности поддержания единства измерения электрического сопротивления в стране, эти важные метрологические мероприятия позволили более достоверно оценивать стабильность сопротивления исследуемых катушек.

С помощью новой аппаратуры в 1959—1961 гг. продолжалось исследование катушек КЗИП как принадлежащих ВНИИМ, так и ранее переданных другим институтам Комитета. Результаты исследования показали, что катушки КЗИП значительно (в 5–10 раз) стабильнее катушек типа «О. Вольф». Об этом свидетельствуют данные табл. 3, 5 и 6 о годовых изменениях сопротивлений катушек нового эталонного набора ВНИИМ и набора НГИМИП. Годовые изменения сопротивления 72 катушек 1-го разряда, аттестованных ВНИИМ в 1960 г. для других институтов, не превышают изменений, приведенных в табл. 3, 5 и 6.

Наряду с относительно более высокой стабильностью сопротивления, катушки КЗИП достаточно точно подогнаны к номинальным значениям, имеют более низкий температурный коэффициент, снабжены более удобными токовыми (нертутными) и отдельными потенциальными зажимами, а также свободны от других недостатков, присущих катушкам типа «О. Вольф».

Существенные преимущества новых катушек определяют целесообразность замены катушек типа «О. Вольф» с номинальными значениями от 0,001 до 100 000 ом (входящих в состав первичного и групповых рабо-

Таблица 3

Номера катушек	Изменения $\Delta$ сопротивления одноомных эталонных катушек КЗИП типа Р321 за время с 2/III 1959 г., $\Delta \cdot 10^6\%$									
	1959 г.				1960 г.				1961 г.	
	23/III	28/III	10/IV	17/VI	15/III	31/III	15/VI	14/IX	27/I	7/II
000982	-0,2	+0,1	-0,2	-0,4	+0,1	+0,2	+0,4	+0,7	+0,7	+0,7
002625	0	-0,2	0	+0,1	-0,1	-0,1	-0,2	-0,4	-0,3	-0,2
002646	+0,1	+0,1	+0,2	+0,3	0	-0,1	-0,2	-0,3	-0,6	-0,6
002000	-	-	-	-	-	-	+0,4	+0,6	-0,3	-0,1
002595	-	-	-	-	-	-	+0,4	-0,1	-0,3	-0,4
002634	-	-	-	-	-	-	+0,6	-0,2	-0,2	-0,4

Примечание. Значения сопротивления определены, исходя из среднего значения для первых трех катушек, равного 1,0000276 ом.

ных эталонов) катушками КЗИП типов Р310, Р321 и Р331, указанными в табл. 3, 5 и 6.

За исходные приняты значения отдельных катушек первичного эталона ома, полученные в 1960 г. путем сличения с прежним эталоном ома. Исходные значения шести катушек нового первичного эталона ома, а также их арифметическое среднее, которое принято как постоянное значение эталона, приведены в табл. 4.

Таблица 4

Номера катушек	Значения сопротивления катушек нового первичного эталона, ом	
	15/VI 1960 г.	14/IX 1960 г.
002625	1,0000232	1,0000233
002646	0,9999952	0,9999952
000982	1,0000675	1,0000680
002595	1,0000235	1,0000231
002634	1,0000417	1,0000410
002000	1,0000415	1,0000418
Среднее...	1,0000321	1,0000321

Проведенные исследования позволили представить новые эталоны электрического сопротивления на утверждение Ученого совета ВНИИМ. В соответствии с решением Ученого совета от 22 апреля 1961 г. в состав нового первичного эталона ома включены герметизированные катушки № 000982, 002000, 002595, 002625, 002634 и 002646 типа Р321. На основании взаимных сличений эталонных катушек среднее арифметическое значение нового первичного эталона принято равным 1,0000321 ом.

Помимо первичного эталона ома, утвержден также эталон-копия для международных сличений, состоящий из двух одноомных катушек

Таблица 5

Номера катушек	Номинальное значение сопротивления, Ом	Изменение $\Delta$ сопротивления катушек КЗИП, входящих в состав новых групповых рабочих эталонов ВНИИМ, за время с 1959 г., $\Delta \cdot 10^{-4} \%$	
		1960 г.	1961 г.
		000260	0,001
001407	-0,2	-2,1	
001441	+1,0	+1,1	
000464	0,01	+1,4	+1,3
001241		+2,6	+1,3
001391		+3,1	+1,9
000081	0,1	-0,4	-0,9
000121		-0,2	-1,1
000527		+1,6	+0,6
000003	1	+0,5	+0,2
002121		+0,4	+0,7
002523		+1,1	+0,9
000207	10	-2,1	-0,9
001075		-1,7	-1,2
001445		-2,0	-0,4
001908	100	-1,2	-0,2
001911		-1,7	-0,1
001914		-0,3	+1,4
002315	1 000	-2,6	-1,2
002502		-1,5	+1,5
002574		-0,4	+3,2
060078	10 000	-2,0	+3,3
110126		-5,2	-2,7
110130		-4,9	-2,3
100005	100 000	-3,5	-0,5
100045		-3,0	-0,3
100109		-1,2	+2,7

Таблица 6

Номера катушек	Номинальное значение сопротивления, Ом	Изменение $\Delta$ сопротивления катушек КЗИП, входящих в состав рабочих эталонов ИГИМНП, $\Delta \cdot 10^{-4} \%$
		1959—1960 гг.
000791	0,001	+4,0
000670		0
000310		+2,0
000265	0,01	+3,0
000571		-1,0
000634		+1,0
000106	0,1	-1,0
000328		0
000439		+3,0
001272	1	-0,3
001779		-1,0
002572		+1,3
001021	10	-1,0
001217		-4,0
001538		-3,0
001764	100	-3,0
001821		-3,0
001823		-2,0
002335	1 000	-2,0
002340		0
002558		+2,0
060077	10 000	-6,0
100053		-3,0
100058		-5,0
100111	100 000	-2,0
100115		+2,0
100117		-3,0



№ 000922 и 000962 типа P321, которые в 1961 г. были сличены в Париже с международным эталоном ома.

Утверждены также в качестве рабочих эталонов ВНИИМ группы катушек, указанные в табл. 5, и в качестве рабочих эталонов НГИМИП—группы катушек, указанные в табл. 6.

С целью повышения точности поддержания единства измерения электрического сопротивления в стране Ученым советом ВНИИМ дана рекомендация всем институтам и государственным контрольным лабораториям Комитета применять в дальнейшем в качестве образцовых катушек 1-го и 2-го разрядов катушки КЗИП.

Учитывая непрерывно возрастающие требования науки и техники к точности поддержания и хранения эталонных и образцовых мер сопротивления, Ученый совет предложил лаборатории физико-химических исследований ВНИИМ усилить работу по изысканию и исследованию новых сплавов сопротивления и созданию высокостабильных катушек сопротивления с более низким температурным коэффициентом.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Шигорин В. П., Новые переходные меры электрического сопротивления, Труды ВНИИМ, вып. 40 (100), 1959.
2. Шигорин В. П., Мост для сравнения эталонных и образцовых сопротивлений в пределах от 0,001 до 100 000 ом, «Измерительная техника», № 4, 1960.
3. Горбачевич С. В., Шигорин В. П., Методика и аппаратура для измерения сопротивлений, не равных  $10^{\pm k}$  ом (при  $k$  — целом), Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.
4. Горбачевич С. В., Индрик А. Н., Петунова А. И., Состояние эталонов единицы электрического сопротивления, Труды институтов Комитета, вып. 39 (99), 1960 г.
5. Rosa E. V., A New Form of Standard Resistance, Bull. BS, v. 5, 1908—1909, p. 413.
6. Thomas J. L., A New Design of Resistance Standards, J. Res., № 7, v. 5, 1930, p. 295.
7. Thomas J. L., Stability of Double-Walled Manganin Resistors, J. Res., № 7, v. 36, 1946, p. 107.

Поступила в редакцию

18/V 1961 г.

Р. Г. АБЕЛЬС, А. З. ВЕКСЛЕР,  
Т. А. ПРОНИЧЕВА

Свердловский филиал ВНИИМ

### ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРЕХОДНОЙ МЕРЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ СЕКЦИЙ ДЛЯ СЛИЧЕНИЯ КАТУШЕК СОПРОТИВЛЕНИЯ

*В статье приводится описание метода измерения сопротивления, отличающегося в 10 раз от номинального значения сопротивления образцовой катушки. Показано, что результаты, получаемые этим способом, хорошо согласуются с данными, полученными другими способами.*

Разработанные в настоящее время методы измерения сопротивления катушек путем сравнения с мерами, отличающимися по сопротивлению от поверяемых в 10 раз, дают хорошие результаты при номинальных значениях, превышающих 0,01 ом [1, 2]. Погрешность этих методов быстро возрастает при переходе к меньшим сопротивлениям. Между тем точные измерения малых сопротивлений представляют большой интерес, так как последние широко используются в измерительных устройствах.

Для измерения сопротивления в 0,001 и 0,0001 ом были использованы переходные меры сопротивления с параллельным соединением отдельных секций. Устройства и свойства этих мер уже достаточно подробно описаны и поэтому мы на них останавливаться не будем.

С целью уточнения полученных результатов сличение катушек сопротивления указанных номинальных значений произведено другим методом, а именно: при помощи переходной меры с последовательным соединением секций.

Переходная мера (рис. 1) представляет собой 11 последовательно соединенных марганциновых катушек по 100 ом каждая. На эбонитовой панели укреплены 15 зажимов. Зажимы, обозначенные буквами /, являются токовыми, все остальные зажимы — потенциальные. Токовые зажимы позволяют включать в цепь все 11 катушек. Потенциальные зажимы меры дают возможность сличить и подогнать отдельные катушки по 100 ом.

При сличении катушки сопротивления в 0,01 ом с катушкой в 0,001 ом (рис. 2) их соединяют последовательно и к крайним токовым зажимам катушек, параллельно им, включают цепь, состоящую из переходной меры с последовательным соединением элементов и рычажного магазина сопротивления  $R'_{пер}$ . Для получения при всех измерениях близких между

собою отсчетов на потенциометре используют его коэффициенты « $\times 1$ » и « $\times 0,1$ », а также регулировочный магазин  $R_{\text{рег}}$ .

Измерения производятся в следующем порядке. При помощи сопротивления  $R_{\text{рег}}$ , находящегося в цепи аккумуляторной батареи, устанавливают ток, допустимый для катушки в  $0,01$  ампер, т. е. около  $7-10$  а. Потенциометром компенсируют падение напряжения на катушке сопротивления  $R_1$  в  $0,001$  ом и получают показание  $U_{0,001(I)}$ . Затем на зажимы «Х» потенциометра подают падение напряжения с катушки  $R_3$  в  $100$  ом, со-

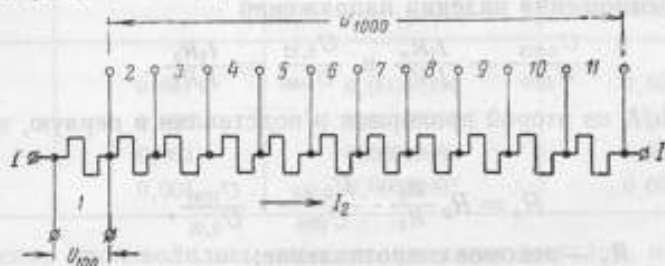


Рис. 1. Электрическая схема переходной меры последовательного соединения.

ставляющей часть переходной меры последовательного соединения (секция № 1 на рис. 1), и изменением тока в цепи переходной меры с помощью рычажного магазина  $R'_{\text{рег}}$  добиваются такого отсчета  $U_{100}$  по потенциометру, чтобы показания первых трех декад остались прежними.

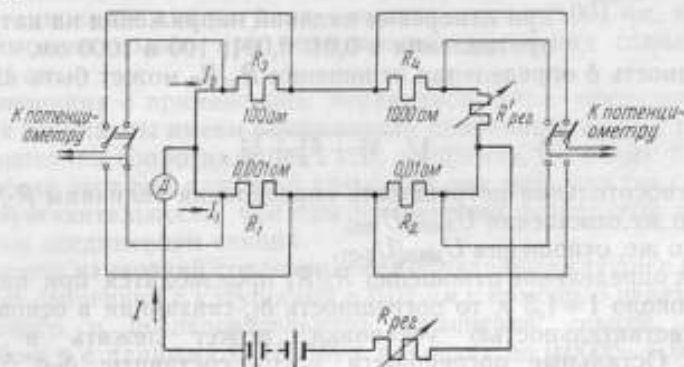


Рис. 2. Схема сличения катушек сопротивления при помощи меры последовательного соединения.

Далее измеряют падение напряжения на сопротивлениях  $R_2$  и  $R_4$  (последнее представляет собой секции № 2—11 переходной меры, соединенные последовательно) и получают показания  $U_{0,01}$  и  $U_{1000}$ . Наконец, второй раз измеряют падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  и получают показание  $U_{0,001(I)}$ .

Измерения падений напряжения  $U_{0,001}$  и  $U_{100}$  на катушках  $0,001$  и  $100$  ом производят при коэффициенте потенциометра « $\times 0,1$ », а на катушках  $0,01$  и  $1000$  ом ( $U_{0,01}$  и  $U_{100}$ ) при коэффициенте « $\times 1$ ».

Так как цикл измерений занимает сравнительно продолжительное время, то из-за некоторой нестабильности тока в цепи сличаемых сопротивлений показание потенциометра  $U_{0,001(I)}$  несколько отличается от показания  $U_{0,001(I)}$ . Для исключения систематической погрешности, вызванной более или менее равномерным изменением токов, в отсчеты на потенциометре можно вносить соответствующие поправки.

Для определения связи между сопротивлениями катушек напишем равенства, в которых сопротивление  $R_1$  принято за измеряемое и обозначено  $R_x$ :

$$\begin{aligned} U_{0,001} &= I_1 R_x; & U_{100} &= I_2 R_3; \\ U_{0,01} &= I_1 R_2; & U_{1000} &= I_2 R_4, \end{aligned}$$

где  $U_{0,01}$ ,  $U_{0,001}$ ,  $U_{100}$ ,  $U_{1000}$  — падения напряжения на соответствующих катушках.

Возьмем отношения падений напряжений

$$\frac{U_{0,001}}{U_{1000}} = \frac{I_1 R_x}{I_2 R_4} \quad \text{и} \quad \frac{U_{0,01}}{U_{100}} = \frac{I_1 R_2}{I_2 R_4}.$$

Находя  $I_1/I_2$  из второй пропорции и подставляя в первую, можно получить

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_{0,001}}{U_{1000}} \cdot \frac{U_{1000}}{U_{0,01}},$$

где

$R_x$  — искомое сопротивление;

$R_2$  — действительное значение сопротивления образцовой катушки (ом);

$R_3/R_4$  — отношение сопротивления в 100 ом секции № 1 переходной меры последовательного соединения к сопротивлению 1000 ом остальных секций;

$\frac{U_{0,001}}{U_{1000}}$  и  $\frac{U_{1000}}{U_{0,01}}$  — отношения показаний потенциометра, полученных при измерении падений напряжения на катушках сопротивления в 0,01; 0,001; 100 и 1000 ом.

Погрешность  $\delta$  определения отношения  $R_x/R_2$  может быть найдена по формуле

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2},$$

где  $\delta_1$  — относительная погрешность определения величины  $R_3/R_4$ ;

$\delta_2$  — то же, отношения  $U_{0,001}/U_{1000}$ ;

$\delta_3$  — то же, отношения  $U_{1000}/U_{0,01}$ .

Так как определение отношения  $R_3/R_4$  производится при падении напряжения около 1 + 1,5 в, то погрешность  $\delta_1$ , связанная в основном с конечной чувствительностью установки, может лежать в пределах  $\pm 5 \cdot 10^{-4}\%$ . Остальные погрешности могут составить:  $\delta_2 \leq 5 \cdot 10^{-4}\%$  и  $\delta_3 \leq 4 \cdot 10^{-4}\%$ . Следовательно,  $\delta \leq 8 \cdot 10^{-4}\%$ .

При использовании переходной меры на 100 а с параллельным соединением секций [3] погрешность определения действительного значения сопротивления секций меры не превышает 0,001%. Погрешность, возникающая в результате параллельного соединения секций, пренебрежимо мала, так как она равна  $1 \cdot 10^{-5}\%$  для мер на 100 а и на 1000 а.

При помощи переходной меры  $\frac{1}{100 \cdot 10}$  ом произведено сличение катушек в 0,01 ом с катушками в 0,001 ом. Отдельные секции переходной меры сличены при токе 10 а с образцовой катушкой сопротивления в 0,01 ом, аттестованной во ВНИИМ.

Эквивалентное сопротивление вычислялось по формуле

$$R_{\text{экв}} \approx \frac{1}{\sum_{k=1}^{10} \frac{1}{R_k}},$$

где  $R_k$  — сопротивление  $k$ -ой секции.



Затем по переходной мере были определены действительные значения сопротивления катушек в 0,001 ом при токе, допустимом для последних. Эти данные сведены в табл. 1.

Таблица 1

Номера катушек сопротивления	Номинальное значение сопротивления, ом	Полученные значения сопротивления катушек (ом) при сличении	
		с переходной мерой $\frac{1}{100 \cdot 10}$ ом	с катушкой, аттестованной во ВНИИМ
10249	0,001	0,00099994	0,00099994
10532	0,001	0,00100015	0,00100016
10507	0,001	0,00099989	0,00099989
8381	0,001	0,00099997	0,00099997

Измерения производились компенсационным методом на потенциометре при сравнительно небольших токах в цепях катушек. Если же увеличить ток в цепи катушек до близкого к максимально допустимому, то предпочтительнее применять мостовой метод, так как в нем нестабильность тока не отражается на результатах измерения. Для этой цели можно использовать одинарный мост двойного уравновешивания [3].

Сличение между собой катушек сопротивления с применением меры с параллельным соединением можно производить в условиях, близких к эксплуатационным для катушек сопротивления в 0,001 ом, но эти сличения возможны только при номинальных значениях сличаемых мер 0,01 и 0,001 ом.

При сличениях с применением переходной меры последовательного соединения секций мы имеем возможность сравнивать любые пары катушек с отношением сопротивлений 1 : 10, например, 0,1 и 0,01; 0,01 и 0,001 и т. д. Однако этот вид сличений возможен при меньших токах, т. е. при меньшей чувствительности, чем при применении переходной меры с параллельным соединением секций.

Результаты измерений сопротивления образцовых катушек в 0,001 ом, полученные сличением с катушками в 0,01 ом с помощью переходных мер параллельного и последовательного соединения секций, совпадают между собой и с данными ВНИИМ в пределах до 0,0005—0,0006%. Это хорошо видно из табл. 2.

Таблица 2

Номера катушек сопротивления	Номинальное значение сопротивления, ом	Измеренные значения сопротивления (ом) при сличении		
		с катушками, аттестованными во ВНИИМ	с переходной мерой последовательного соединения секции	с переходной мерой $\frac{1}{100 \cdot 10}$ ом
1	2	3	4	5
001316	0,001	0,001000029	0,001000023	—
816	0,001	0,001000569	0,001000574	0,001000557
10545	0,001	0,00100010	0,00100010	0,001000009
755	0,01	0,00999681	0,00999680	—
2628	0,01	0,01000261	0,01000262	—

В графе 3 таблицы значения сопротивления катушек № 10545 и 755 приведены непосредственно по данным ВНИИМ, а значения сопротивления остальных катушек — по результатам их сличений с указанными катушками, причем в каждом случае сличались катушки одинакового номинального значения.

В графе 4 для катушек № 755 и 2628 даны результаты их сличений при помощи переходной меры с катушкой № 8907 в 0,1 ом, поверенной во ВНИИМ.

Из табл. 2 видим, что расхождение между действительным значением сопротивления образцовой катушки № 816 в 0,001 ом, полученным при сличении с переходной мерой  $\frac{1}{100 \cdot 10}$  ом, и другими значениями, указанными в графах 3 и 4, составляет около 0,002%, что можно объяснить нестабильностью катушки № 816, так как измерения проводились в разное время.

### Выводы

Сличение мер малого сопротивления при помощи меры с параллельным соединением секций и при помощи меры с последовательным соединением секций дало результаты, согласующиеся между собой.

Рассмотренный в настоящей статье метод сличения может быть применен для любых пар катушек, номинальные значения сопротивления которых относятся как 1:10.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Шлиторн В. П., Новые переходные меры электрического сопротивления, Труды ВНИИМ, вып. 40 (100), 1959, стр. 5—15.
2. Рудный Н. М., Чухланцев А. А., Повышение точности мер малого сопротивления, «Измерительная техника», № 5, 1957, стр. 56.
3. Абельс Р. Г., Векслер А. З., Рудный Н. М., Чухланцев А. А., Применение одинарного моста для проверки шунтов и мер малого сопротивления, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению, Изд. АН УССР, Киев, 1959.

Поступила в редакцию  
5/X 1960 г.

Номер катушки	Значение сопротивления, ом	Значение сопротивления, ом	Значение сопротивления, ом	Значение сопротивления, ом
10545	1000000,0	1000000,0	100,0	240700
755	1000000,0	1000000,0	100,0	318
2628	1000000,0	1000000,0	100,0	26281
8907	1000000,0	1000000,0	10,0	8907
816	1000000,0	1000000,0	10,0	816



А. К. КОЛОСОВ, Л. Ф. СВЕТЛАКОВА,  
Е. А. ЧАЛОВА  
ВНИИМ

## ИССЛЕДОВАНИЕ НЕНАСЫЩЕННЫХ НОРМАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИ ПОВЫШЕННЫХ И ПОНИЖЕННЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ

*В статье приводятся результаты исследования ненасыщенных нормальных элементов с целью расширения температурного интервала их применения в сторону положительных температур до  $60^{\circ}\text{C}$  и в сторону отрицательных температур до  $-40^{\circ}\text{C}$ .*

Ненасыщенные нормальные элементы (н. э.) согласно пп. 1 и 4 ГОСТ 1954—55 предназначены для применения в интервале температуры  $10 \div 40^{\circ}\text{C}$  включительно. Однако в специальных условиях (в тропическом и арктическом климатах) встречаются температуры, выходящие за эти интервалы, поэтому в лаборатории эталонов электрических единиц были проведены исследования для выяснения возможности применения ненасыщенных н. э. в интервале температуры от  $+60$  до  $-40^{\circ}\text{C}$ .

### Исследование ненасыщенных н. э. в интервале температур $20 \div 60^{\circ}\text{C}$

Были исследованы две партии ненасыщенных н. э., изготовленные: первая — на одном из московских заводов и вторая — на заводе «Теплоконтроль» во Львове. Для изготовления этих н. э. применена изображенная на рис. 1 оболочка конструкции лаборатории.\*

Исследование производилось в специальном термостате, наполненном трансформаторным маслом (200 л), перемешиваемым мешалкой (рис. 2). С помощью электронагревательных спиралей, равномерно расположенных в термостате, и змеевика с охлаждающей водой температура в термостате могла поддерживаться постоянной с погрешностью  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ . Переход от одной температуры к другой производился с постоянной скоростью, не превышающей  $1,5 \text{ град/ч}$ . Когда в термостате устанавливалась заданная температура, испытуемые н. э. выдерживали в нем в течение 2 ч, после чего производилось определение значения э. д. с. н. э. при помощи компенсатора с погрешностью, не превышающей 10 мкв. Спустя час производилось повторное определение э. д. с. н. э.

\* Колосов А. К. Международный нормальный элемент Вестона, «Временник Главной палаты мер и весов», вып. 3 (15), 1929.

и если оно давало результат, сходящийся с первым в пределах погрешности измерения, то за значение э. д. с. н. э. принимали среднее из двух измерений. Если второй результат отличался от первого более чем на 10 мкв, то производили третье измерение значения э. д. с. после дополни-

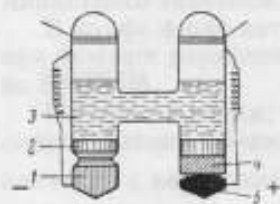


Рис. 1 Ненасыщенный нормальный элемент конструкции лаборатории.

1 — амальгама кадмия; 2 — борковая пробка; 3 — раствор сернистого кадмия; 4 — сернистая закись ртути; 5 — ртуть.

тельной выдержки н. э. в термостате в течение часа. Однако, как правило, производить третье измерение не требовалось.

В табл. 1 и 2 приведены результаты исследования первой партии из семи ненасыщенных н. э., изготовленных львовским заводом «Теплоконтроль».

В табл. 1 приведены значения э. д. с. этих н. э., определенные при повышении температуры от 20 до 60°С, а в табл. 2 — при понижении температуры до 20°С. В этих же таблицах указаны изменения э. д. с. н. э. для различных температурных интервалов. На рис. 3 представлены средние значения э. д. с. при нагревании н. э. (кривая а) и при охлаждении (кривая б).

Из данных табл. 1 видно, что при температуре 60°С значение э. д. с. у двух испытуемых н. э. отклонились на -370 и +140 мкв от значения, определенного при 20°С.

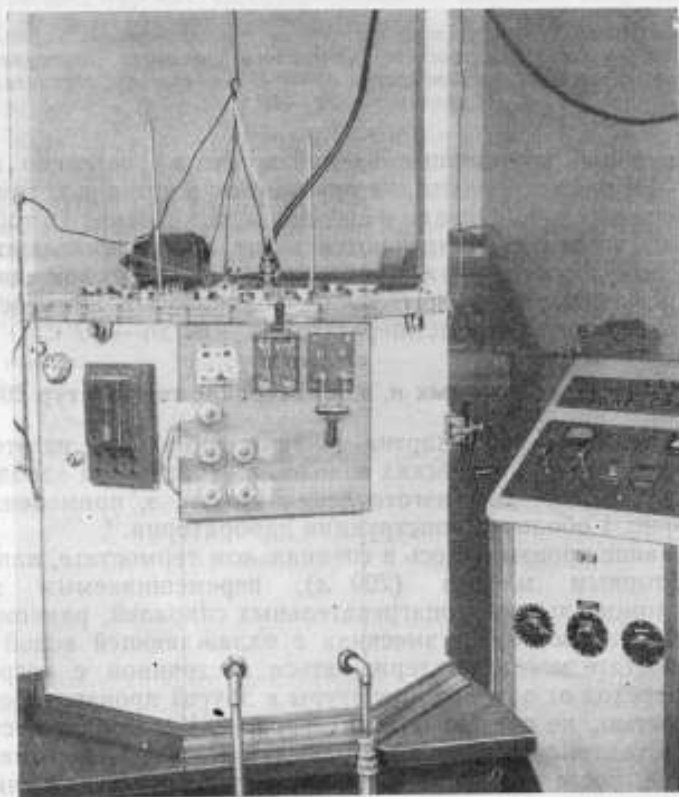


Рис. 2 Термостат для испытаний насыщенных нормальных элементов.

Амальгама в испытуемых насыщенных н. э. была двухфазная с содержанием 12,5% кадмия. При температуре 60°С двухфазная амальгама



Таблица 1

Номера элементов	$\frac{E}{H}$ при $t=20^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ при $t=40^{\circ}C$ , 20-40° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=45^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-45° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=48^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-45° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=50^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-50° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=55^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-55° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=60^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-60° C, мес
1212	1,01889	1,01887	1,01888	-10	1,01890	+10	1,01895	+60	1,01900	+60	1,01900	+110
1243	905	901	901	-10	903	-20	908	+30	913	+30	913	+80
1256	890	889	890	0	893	+30	898	+80	904	+80	904	+140
1271	889	887	888	-10	890	+10	896	+70	896	+70	896	-370
1187	891	887	887	-10	890	-10	894	+30	870	+30	870	-210
1186	905	902	902	-30	905	0	909	+40	915	+40	915	+100
1191	888	883	882	-50	885	-30	888	0	894	0	894	+60
Среднее	1,01894	1,01891	1,01891	-30	1,01894	0	1,01898	+40	1,01893			-

Таблица 2

Номера элементов	$\frac{E}{H}$ при $t=55^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-55° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=45^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-45° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=40^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-40° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=30^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-30° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=25^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-25° C, мес	$\frac{E}{H}$ при $t=20^{\circ}C$ ,	$\frac{\Delta E}{H}$ 20-20° C, мес
1212	1,01895	+60	1,01884	-50	1,01882	-70	1,01882	-70	1,01887	-20	1,01886	-30
1243	908	+30	897	-80	896	-90	898	-70	904	-10	906	+10
1256	897	+70	885	-50	884	-60	884	-60	889	-10	891	+10
1271	895	+60	881	-80	883	-60	884	-50	890	+10	892	+30
1187	896	+50	888	-30	887	-40	889	-20	895	+40	892	+10
1186	910	+50	898	-70	897	-80	898	-70	905	0	905	0
1191	888	0	875	-130	875	-130	878	-100	886	-20	886	+20
Среднее	1,01898	+40	1,01887	-70	1,01887	-70	1,01888	-60	1,01894	0	1,01894	+7

могла превратиться в жидкую однофазную систему. Как известно, в кадмевых амальгамах должны сосуществовать твердая и жидкая фазы, так как при этом э. д. с. н. э. не зависит от относительных количеств кадмия. При отсутствии твердой фазы наблюдается неустойчивая э. д. с., а поэтому нельзя рекомендовать применение ненасыщенных н. э. при температуре  $60^{\circ}\text{C}$ . Кроме того, известно, что существуют две модификации кадмия и что он имеет точку превращения около  $60^{\circ}\text{C}$ . Наблюдаемая не-

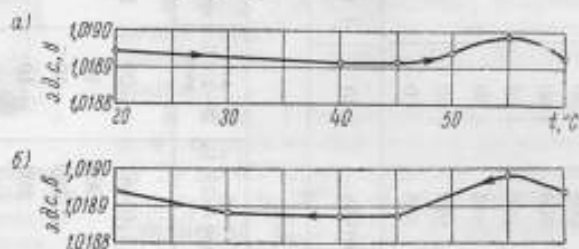


Рис. 3. Изменение значений э. д. с. первой партии нормальных элементов в интервале температур  $20+60^{\circ}\text{C}$  (а) и  $60+20^{\circ}\text{C}$  (б).

устойчивость э. д. с. при этой температуре может быть вызвана близостью точки превращения кадмия. Из табл. 3 видно, что в интервале температур  $20+55^{\circ}\text{C}$  температурный коэффициент меньше, чем в интер-

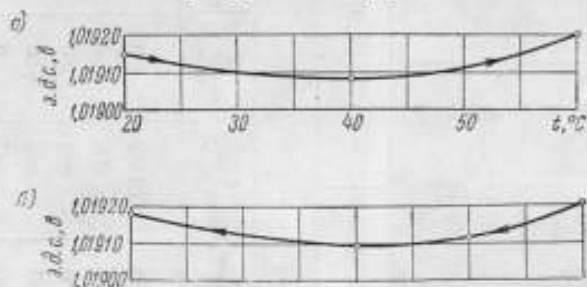


Рис. 4. Изменение значений э. д. с. второй партии нормальных элементов в интервале температур  $20+60^{\circ}\text{C}$  (а) и  $60+20^{\circ}\text{C}$  (б).

вале  $20+60^{\circ}\text{C}$ . Средние значения температурных коэффициентов, вычисленные для различных интервалов температур (в  $\text{мкв/град}$ ), следующие:

При нагревании:

для интервала  $20+60^{\circ}\text{C}$  . . . . . 5,1  
 . . . . .  $20+55^{\circ}\text{C}$  . . . . . 3,9

При охлаждении:

для интервала  $60+20^{\circ}\text{C}$  . . . . . 5,7  
 . . . . .  $55+20^{\circ}\text{C}$  . . . . . 4,8

В табл. 4 даны результаты исследований второй партии из 17 ненасыщенных н. э., изготовленных московским заводом. Значение э. д. с. этих н. э. определялось при нагревании их от  $20$  до  $60^{\circ}\text{C}$  и при охлажде-

нии от 60 до 20°С (рис. 4). Из табл. 4 видно, что вторая партия н. э. имеет относительно меньший гистерезис при температуре 60°С, чем первая.

Таблица 3

Нагревание		Охлаждение	
интервал температур, °С	средний температурный коэффициент, мкв/град	интервал температур, °С	средний температурный коэффициент, мкв/град
20—40	-1,5	60—55	10
40—45	0	55—45	-11
45—50	6	45—40	0
50—55	8	40—30	1
55—60	-10	30—25	12
—	—	25—20	0

Среднее значение э. д. с. в интервале температур 20÷60°С повысилось на 50 мкв, в интервале 40÷50°С — на 30 мкв.

При нагревании и охлаждении второй партии н. э. средние значения температурных коэффициентов, приведенных в табл. 5, вычисленные для различных интервалов температур, следующие (в мкв/град):

в интервале 20÷50°С . . . . .	3,2
„ „ 20÷60°С . . . . .	5,1

Из приведенных выше данных можно сделать заключение, что наибольшее изменение значения э. д. с. происходит при температуре свыше 55°С, и поэтому нельзя рекомендовать применение ненасыщенных н. э. выше этой температуры.

Средние значения э. д. с. ненасыщенных н. э. второй партии при 50°С (табл. 4) после нагревания до 60°С полностью восстанавливаются. Для первой партии н. э., как это видно из табл. 1 и 2, среднее значение э. д. с. при 55°С также восстанавливается после нагревания до 60°С.

Многочисленными определениями температурных коэффициентов ненасыщенных н. э. в интервале температур 10÷40°С при государственных испытаниях типа н. э. было установлено, что отклонение действительного значения э. д. с. от определенного при 20°С никогда не превышало 100 мкв. На основании приведенных выше исследований целесообразно внести в ГОСТ 1954—55 изменение, предусматривающее применение ненасыщенных н. э. в интервале температур от 5 до 55°С.

#### Исследование ненасыщенных н. э. в интервале температур 20÷0°С

Для целей настоящего исследования львовским заводом «Теплоконтроль» были изготовлены ненасыщенные н. э. с различным содержанием кадмия в амальгаме, из них 8 содержали 12% кадмия, 3 н. э. — 10% и 2 н. э. — 8%. Эти н. э. были подвергнуты испытаниям в интервале температур от +20 до -40°С.

Предварительные измерения показали, что они обладают хорошей воспроизводимостью и стабильностью э. д. с.

Для исследования ненасыщенных н. э. применялся криостат с автоматическим регулированием, предназначенный для температуры от +20°С до -40°С (рис. 5 и 6).

Таблица 4

Номера засеченных	$F$ при $t=20^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=40^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-40^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=50^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-50^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=60^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-60^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=50^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-50^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=40^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-40^{\circ}\text{C}$ , мм	$F$ при $t=20^{\circ}\text{C}$ , мм	$\Delta F$ $20-20^{\circ}\text{C}$ , мм
4111	1,01924	1,01915	-9	1,01917	-70	1,01925	+10	1,01917	-70	1,01916	-60	1,01927	+30
4087	913	911	-2	912	-10	921	+80	912	-10	912	-10	922	+90
3800	915	908	-70	913	-2	921	+60	910	-50	909	-60	918	+30
3810	913	916	50	912	-10	922	+90	912	-10	909	-40	918	+50
3824	911	915	60	918	-30	917	+60	906	-50	905	-60	915	+40
3884	915	907	-80	910	-50	918	+30	910	-50	910	-50	918	+30
4057	916	908	-80	910	-60	919	+30	911	-50	910	-60	919	+30
3881	913	908	-50	911	-2	923	+70	910	-30	907	-60	915	+20
3816	914	906	-60	912	-2	919	+50	910	-40	908	-60	917	+30
3806	914	908	-60	910	-40	919	+50	910	-40	908	-60	915	+10
3819	915	908	-70	912	-30	923	+80	912	-30	910	-50	917	+20
3802	912	907	-50	910	-2	920	+80	910	-20	906	-60	915	+30
3823	911	915	60	913	-30	918	+70	908	-30	906	-50	914	+30
4119	920	909	-110	912	-30	921	+10	914	-60	916	-40	921	+10
4075	907	902	-50	906	-10	917	+100	906	-10	904	-30	910	+30
4057	921	912	-90	915	-60	924	+30	916	-50	914	-70	923	+20
3818	914	908	-60	910	-40	923	+60	910	-40	908	-60	916	+20
Среднее	1,01915	1,01908	-70	1,01911	-40	1,01920	+50	1,01911	-40	1,01909	-60	1,01918	+30



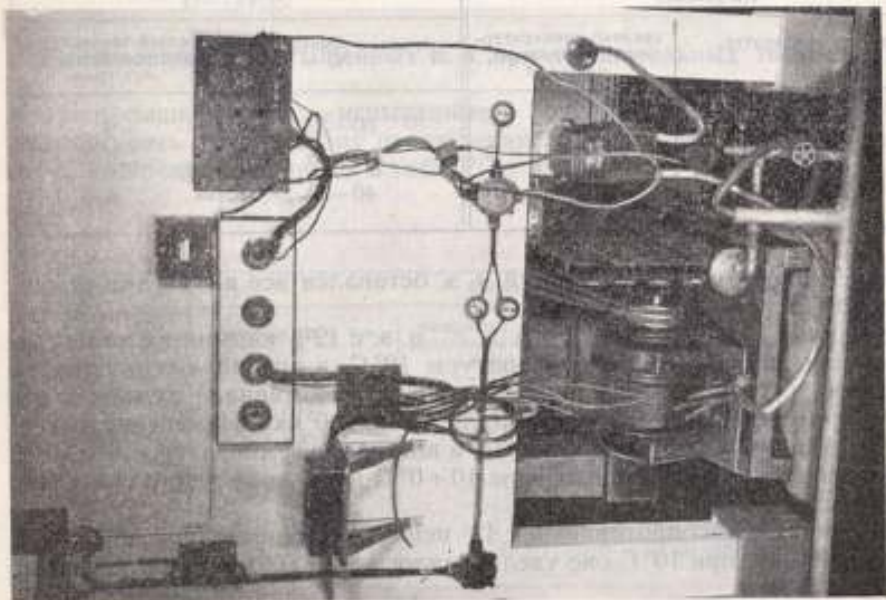


Рис. 6. Автоматическое управление криостатом (наверху) и компресссионное устройство (внизу).

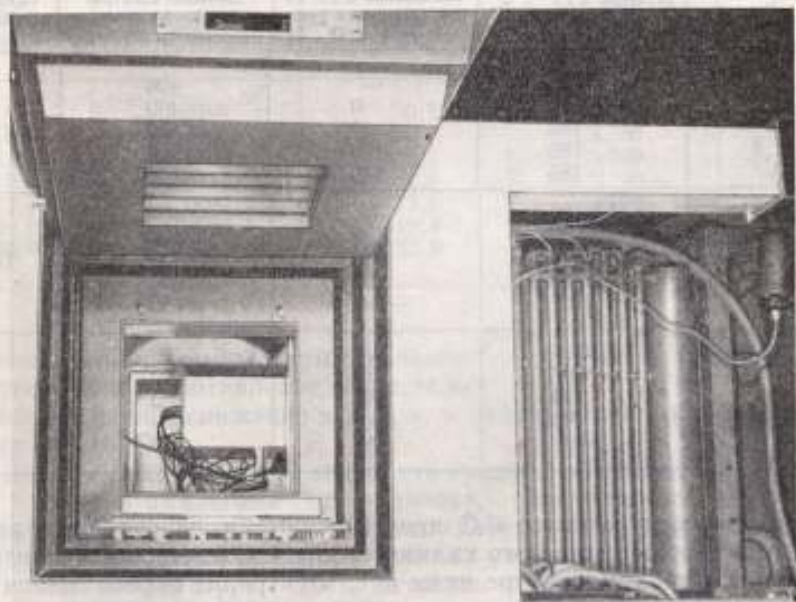


Рис. 5. Криостат с открытой камерой и помещенными в ней непьюемыми элементами.

Температура в камере криостата измерялась медь-константановыми термопарами с погрешностью  $\pm 0,2$  град. Испытуемые н. э. находились

Таблица 5

Нагревание		Охлаждение	
интервал температур, °С	средний температурный коэффициент, мкв/град	интервал температур, °С	средний температурный коэффициент, мкв/град
20—40	-3,5	60—50	-9
40—50	3,0	50—40	-2
50—60	9,0	40—20	4,5

в камере криостата, а образцовый н. э. оставался все время при температуре 20° С.

Из данных табл. 6 видно, что э. д. с. н. э. с 12% кадмия в амальгаме сохранялась постоянной до температуры 10° С, а при понижении температуры э. д. с. н. э. уменьшалась, причем в интервале температуры 10÷0° С уменьшение э. д. с. составляло около 100 мкв. Изменение э. д. с. н. э. с 10% и 8% кадмия в амальгаме в интервале температуры 20÷10° С не превышало 100 мкв. В интервале 10÷0° С изменение э. д. с. н. э. доходило до 200 мкв.

Электрическое сопротивление 13 испытуемых н. э. при 20° С составляло 400 ом, при 10° С оно увеличивалось до 500 ом и при 0° С достигало 700÷750 ом.

Таблица 6

Температура, °С	Среднее			Содержание кадмия в амальгаме
	значение э.д.с. н. э., в	отклонение э.д.с. от определенного при 20° С, мкв	значение электрического сопротивления н. э., ом	
20	1,0186	—	400	12%
16	186	0	400	
10	186	0	500	
2,8	185	-100	550	
0	185	-100	700	
20	1,0188	—	400	10%
16	188	0	450	
10	189	100	500	
2,8	188	0	600	
0	187	-100	750	
20	1,0197	—	400	8%
16	197	0	450	
10	198	100	500	
2,8	199	200	650	
0	198	100	750	

При температуре выше 4° С ненасыщенные н. э. содержат разбавленный раствор сернистого кадмия, а при 4° С раствор становится насыщенным. При температуре ниже 4° С электролит пересыщается и может происходить выделение кристаллов сернистого кадмия.

Вследствие указанных выше явлений э. д. с. ненасыщенных н. э. в интервале температуры ниже 4° С не отличается стабильностью и применение их в этих условиях нельзя рекомендовать.

Электрическое сопротивление всех ненасыщенных н. э. при 20 и при 16°С равно 400÷450 ом. При понижении температуры от 10 до 0° оно возрастает до 700÷750 ом. Согласно ГОСТ 1954—55 внутреннее электрическое сопротивление ненасыщенных н. э. должно быть не более 600 ом.

### Исследование ненасыщенных н. э. при отрицательных температурах

Ненасыщенные н. э., испытанные в интервале температуры 20÷0°С, подвергались дальнейшему охлаждению в криостате до —40°С. Результаты измерений приведены в табл. 7.

Таблица 7

Температура, °С	Среднее			Содержание кадмия в амальгаме
	значение э.д.с. н.э., в	отклонение э.д.с. от начального значения 1,0186 мв	значение электриче- ского сопротивления н.э., ом	
0	1,0185	—0,1	700	12%
—10	1,0182	—0,4	1 000	
—15,6	1,0181	—0,5	1 250	
—19,2	1,0120	—6,6	1 750	
—23,0	1,0062	—12,4	3 550	
—29,0	1,0007	—17,9	7 900	
—40,0	0,9885	—30,1	57 000	
0	1,0187	—0,1	750	10%
—10	1,0185	—0,3	1 050	
—15,6	1,0183	—0,5	1 500	
—19,2	1,0123	—6,5	2 450	
—23,0	1,0060	—12,8	4 400	
—29,0	0,9909	—18,9	9 450	
—40,0	0,9896	—29,2	73 300	
0	1,0198	0,1	750	8%
—10	1,0197	0	1 100	
—15,6	1,0196	—0,1	1 500	
—19,2	1,0119	—7,8	2 700	
—23,0	1,0062	—13,5	4 800	
—29,0	1,0004	—19,3	9 400	
—40,0	0,9868	—32,9	35 000	

С понижением температуры значение э. д. с. н. э. уменьшалось, а электрическое сопротивление возрастало.

Особенно резкое снижение э. д. с. н. э. наблюдалось в интервале температур 16÷19°С.

Из данных табл. 7 и рис. 7 видно, что среднее отклонение э. д. с. н. э. с 12% кадмия в амальгаме от значения, определенного при 20°С (1,0186 в), составляло —0,5 мв при температуре —15,6°С и —6,6 мв при —19,2°С, а электрическое сопротивление увеличивалось с 1250 до 1750 ом. При температуре —16°С началось замерзание н. э., а при температуре от —22 до —23°С наблюдалось полное замерзание электролита, вызвавшее значительное понижение значения э. д. с. Среднее отклонение э. д. с. от исходного значения при температуре —23°С равнялось —12,4 мв и сопротивление возросло до 3550 ом, а при температуре

—40°С среднее отклонение увеличилось до —30,1 мв и сопротивление достигло 57 000 ом. Таким образом, падение э. д. с. н. э. составляет 3% от значения при 20°С.



Рис. 7. Среднее отклонение э. д. с. от начального значения 1,0186 в.

день, а затем оно замедлилось, составляя около 0,01% в день. Полное восстановление первоначального значения э. д. с. для н. э. первой партии (кривая 1) происходило в течение 30 дней, а для второй партии (кривая 2) — около 40 дней (рис. 8).

Медленное восстановление э. д. с. н. э. объясняется тем, что при охлаждении раствора произошло выделение кристаллов, которые при повышении температуры очень медленно растворялись.

В результате замерзания в трех н. э. поднялись защитные кольца из корковой пробки. Причиной этого может быть неодинаковый диаметр ветвей стеклянной оболочки н. э. благодаря чему неплотно вставленные

Восстановление значения э. д. с. ненасыщенных н. э. после охлаждения их в криостате до температуры —40°С

Для определения времени полного восстановления э. д. с. н. э. после их выдержки в криостате были взяты две партии н. э. Первая партия состояла из 8 н. э. с 12%-ной кадмиевой амальгамой и средней э. д. с. при температуре 20°С, равной 1,0186 в. Эти н. э. были охлаждены в криостате до —40°С. Вторая партия состояла из 3 н. э. с 12%-ной кадмиевой амальгамой и средней э. д. с. при температуре 20°С, равной 1,0190 в. Эти н. э. были выдержаны в криостате в нерабочем состоянии при температуре —40°С.

В табл. 8 приведены результаты восстановления значения э. д. с. двух партий н. э., которые после охлаждения до температуры —40°С были помещены в сейф при постоянной температуре 20°С.

Вначале восстановление э. д. с. происходило со скоростью 0,2% в

Таблица 8

Время в днях	Среднее значение э. д. с. при 20°С, в	Среднее отклонение э. д. с. от начальной, мв	Среднее значение э. д. с. при 20°С, в	Среднее отклонение э. д. с. от начальной, мв
	1-я партия н. э.		2-я партия н. э.	
2	1,0149	—3,7	1,0164	—2,6
4	1,0159	—2,7	1,0166	—2,4
6	1,0163	—2,3	1,0169	—2,1
10	1,0174	—1,2	1,0174	—1,6
15	—	—	1,0180	—1,0
20	1,0183	—0,3	1,0183	—0,7
30	1,0186	0	1,0187	—0,3
40	—	—	1,0188	—0,2



защитные кольца при изменении объемов замерзших ингредиентов н. э. могут подниматься.

При транспортировке ненасыщенные н. э. должны находиться в вертикальном положении и должны предохраняться от прямого действия солнца или других сильных источников света и тепла. Согласно нашим

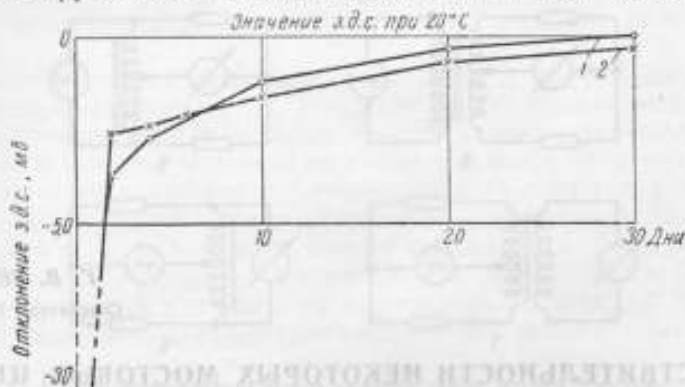


Рис. 8. Восстановление значения э. д. с. ненасыщенных нормальных элементов после выдержки их при температуре  $-40^{\circ}\text{C}$ .

исследованиям, в н. э., расположенных в приборах под углом  $30^{\circ}$ , при транспортировке может произойти смешение ингредиентов катодной ветви.

#### Выводы

1. Ненасыщенные н. э., содержащие 12%-ную кадмиевую амальгаму, могут применяться в автоматических и электронных приборах в интервале температур  $5 \div 55^{\circ}\text{C}$  включительно.

2. Допустимое отклонение действительного значения э. д. с. ненасыщенных н. э. от определенного при  $20^{\circ}\text{C}$  в интервале температур  $5 \div 55^{\circ}\text{C}$  не превышает 100 мкВ. Электролит н. э. при температуре ниже  $5^{\circ}\text{C}$  становится насыщенным, так как выделяется твердая фаза.

3. Ненасыщенные н. э. в нерабочем состоянии выдерживают пребывание при температуре  $-40^{\circ}\text{C}$  в течение длительного времени. Электролит ненасыщенного н. э. начинает замерзать при температуре  $-16^{\circ}\text{C}$ , а полное затвердевание электролита происходит при температуре  $-23^{\circ}\text{C}$ , причем резко снижается э. д. с. и повышается электрическое сопротивление н. э.

4. Полное восстановление первоначального значения э. д. с. ненасыщенных н. э. происходит медленно, в течение одного месяца. Это объясняется тем, что образовавшаяся при охлаждении электролита твердая фаза медленно переходит в жидкую, не содержащую кристаллов сернокислого кадмия.

5. При замерзании электролита в некоторых н. э. происходит перемещение защитных колец из корковых пробок. Для предотвращения этого явления можно рекомендовать изготовителям н. э. применять стеклянные обложки с добавочными перетяжками для н. э., предназначенных для арктического климата.

В статье дана методика расчета чувствительности мостов с индуктивно связанными плечами. Приводятся результаты расчета для четырех разновидностей мостов этого типа. Показана возможность резкого повышения чувствительности таких мостов путем оптимального выбора их параметров.



**Г. В. ГЕССЕН**  
Совскатель ВНИИМ

### **О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ НЕКОТОРЫХ МОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ С ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫМИ ПЛЕЧАМИ**

*В статье дана методика расчета чувствительности мостов с индуктивно связанными плечами. Приводятся результаты расчета для четырех разновидностей мостов этого типа. Показана возможность резкого повышения чувствительности таких мостов путем оптимального выбора их параметров.*

При расчете и конструировании измерительных мостов с индуктивно связанными плечами большое значение имеет вопрос о чувствительности. Наибольший интерес представляет определение чувствительности мостов для измерения емкости и тангенса угла потерь конденсаторов как ввиду широкого распространения мостов этого назначения, так и потому, что зависимость чувствительности от параметров цепи в этом случае оказывается наиболее сложной.

В данной статье рассмотрены четыре наиболее часто встречающиеся типа мостов с индуктивно связанными плечами, упрощенные схемы которых приведены на рис. 1. Вопрос о чувствительности этих мостов освещен еще недостаточно. Наиболее интересны по этому вопросу работы К. Б. Карандеева, Ф. Б. Григевича и К. М. Соболевского [1,8], а также А. Д. Нестеренко [2]. Некоторые соображения о чувствительности мостов с индуктивно связанными плечами содержатся и в статьях Ю. П. Зданиса [3] и М. И. Левина [4]. Однако все эти работы посвящены главным образом анализу некоторых частных случаев мостовых цепей, что не позволило прийти к практическим расчетным формулам даже в тех случаях, когда основные свойства чувствительности были вскрыты [1, 2].

Большая часть приводимых ниже формул чувствительности была получена по методу, изложенному в работе И. Н. Кроткова [5]. Этот метод оказался наиболее удобным для анализа схем с индуктивно связанными плечами. Все формулы выведены для случая, когда коэффициент связи между обмотками равен единице, что с достаточной степенью точности соблюдается в реальных мостовых трансформаторах. При анализе схем во многих случаях использовалось преобразование Кемпбелла, позволяющее заменить две связанные между собой индуктивности тремя индуктивностями при исключенной взаимной индуктивности (рис. 2).

При составлении эквивалентной схемы трансформатора с потерями принято во внимание, что во всех случаях, когда используется сердечник

с высокой магнитной проницаемостью (а в мостовых трансформаторах используются именно такие сердечники), основная часть потерь определяется потерями в сердечнике, в то время как потери в меди обмоток составляют лишь незначительную часть общих потерь. Для потерь же в сердечнике характерна независимость определяемой ими добротности

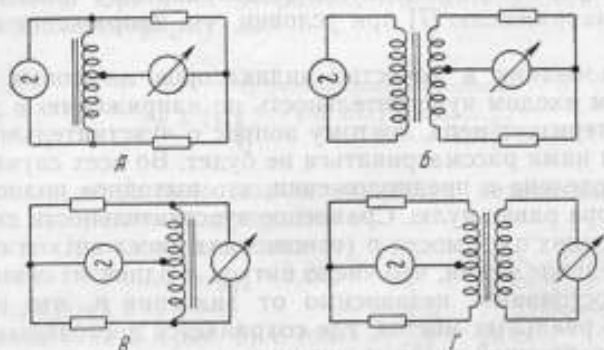


Рис. 1. Упрощенные схемы четырех типов мостов с индуктивно связанными плечами.

катушки от числа витков последней (см., например, работу Л. И. Рабкина [6]).

Этому условию не отвечает эквивалентная схема рис. 3, а [2]. Нами

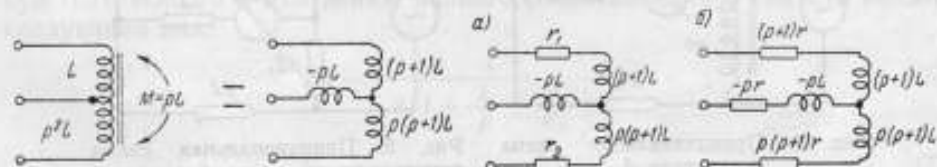


Рис. 2. Преобразование Кемпбелла:  $L$  и  $pL$  — индуктивности секций обмотки;  $M$  — взаимная индуктивность секций обмотки;  $\rho$  — отношение чисел витков секций.

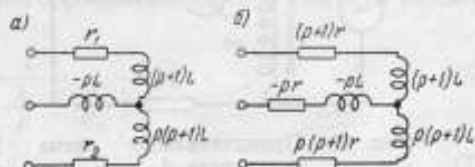


Рис. 3. Две эквивалентные схемы индуктивно связанных плеч с потерями.

используется эквивалентная схема рис. 3, б, причем сопротивление  $r$  выражается через индуктивность  $L$  и добротность  $Q$  катушки

$$r = \frac{\omega L}{Q}.$$

Легко видеть, что в последней схеме добротности каждой секции и взятой целиком обмотки равны друг другу.

Для количественной оценки чувствительности схем к изменению полного сопротивления используется комплексный параметр

$$S_z = \frac{U_{\text{инз}}}{U_0 \delta Z}, \quad (1)$$

где  $U_{\text{инз}}$  — напряжение на индикаторе;

$U_0$  — напряжение питания моста;

$\delta Z = \frac{\Delta Z}{Z}$  — относительное отклонение полного сопротивления одного из плеч от величины, соответствующей равновесию.

Чувствительность к изменению емкости характеризуется вещественной величиной

$$S_C = \left| \frac{U_{\text{max}}}{U_0 C} \right|. \quad (2)$$

Величины  $S_Z$  и  $S_C$  соответствуют общепринятому понятию чувствительности по напряжению [7] при условии, что напряжение питания моста равно 1 в.

При использовании в качестве индикаторов ламповых усилителей с высокоомным входом чувствительность по напряжению в достаточной степени характеризует цепь, поэтому вопрос о чувствительности по току и по мощности нами рассматриваться не будет. Во всех случаях чувствительность определена в предположении, что выходное полное сопротивление генератора равно нулю. Сравнение чувствительности схем при различных отношениях плеч моста  $p$  (отношениях чисел витков секций) произведено в предположении, что число витков  $n$  одной из секций обмотки сохраняется постоянным независимо от значения  $p$ , что имеет место в большинстве реальных мостов, где сохраняется постоянным число витков в ветви, содержащей плечо сравнения.

Кроме того, в схемах Б и Г (рис. 1) принято, что при изменении  $p$  число витков генераторной и индикаторной обмоток сохраняется посто-

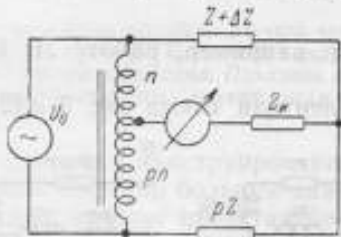


Рис. 4. Принципиальная схема моста типа А.

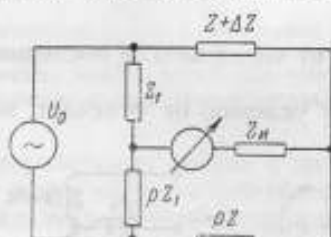


Рис. 5. Принципиальная схема четырехплечего моста без индуктивной связи между плечами.

янным и равным сумме чисел витков плечевых обмоток при  $p = 1$ . Характер выведенных соотношений сохраняется и при другом числе витков генераторной и индикаторной обмоток, хотя численные значения чувствительности, разумеется, изменяются.

В соответствии с описанной методикой произведен расчет чувствительности мостов типов А, Б, В и Г. Результаты этого расчета и анализ их приведены ниже.

Чувствительность моста типа А (рис. 4) к изменению полного сопротивления выражается формулой

$$S_Z = \frac{1}{(p+1) \left( 1 + \frac{1}{p} + \frac{Z}{Z_n} \right)}, \quad (3)$$

где  $Z_n$  — комплексное входное сопротивление индикатора.

Сравнивая формулу (3) с соответствующей формулой для четырехплечего моста без индуктивной связи между плечами (рис. 5)

$$S_Z = \frac{1}{(p+1) \left( 1 + \frac{1}{p} + \frac{Z}{Z_n} + \frac{Z_1}{Z_n} \right)}, \quad (4)$$

мы видим, что формула (3) является частным случаем формулы (4) при  $Z_1 = 0$ . Поэтому мост типа А может дать выигрыш в чувствительности



сравнительно с мостом без индуктивной связи, но этот выигрыш обычно незначителен.

Чувствительность к изменению емкости здесь и далее определена для случая, когда измеряемый конденсатор имеет малые потери и, кроме того, входное полное сопротивление  $Z_{in}$  индикатора равно его активному сопротивлению  $r_n$ . При этих условиях чувствительность к изменению емкости определяется формулой

$$S_c = \frac{1}{(p+1) \sqrt{\left(1 + \frac{1}{p}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2 r_n^2}}} \quad (5)$$

Характерным свойством схемы является независимость чувствительности от добротности индуктивных плеч моста. Максимальное значение чувствительности ( $S_{c \max} = 0,25$ ) имеет место при  $p=1$  и  $r_n = \infty$ .

Схема моста типа *Б* (рис. 6) с точки зрения чувствительности подобна схеме *А*, различие заключается лишь в том, что в схеме *А* напряжение на диагонали питания всегда равно напряжению генератора, а в схеме *Б* напряжение на диагонали меняется в зависимости от  $p$ . Выражения для чувствительности к изменению полного сопротивления и емкости имеют следующий вид:

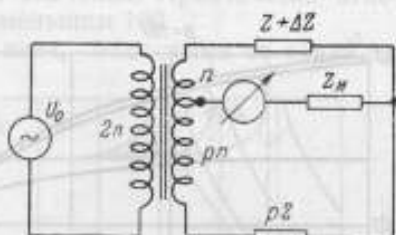


Рис. 6. Принципиальная схема моста типа *Б*.

$$S_z = \frac{1}{2 \left(1 + \frac{1}{p} + \frac{Z}{Z_n}\right)} \quad (6)$$

$$S_c = \frac{1}{2 \sqrt{\left(1 + \frac{1}{p}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2 r_n^2}}} \quad (7)$$

Зависимость чувствительности к изменению емкости мостов типов *А* и *Б* от входного сопротивления индикатора при различных отношениях плеч моста показана на рис. 7.

В то время как мосты типов *А* и *Б* в отношении чувствительности мало отличаются от четырехплечих мостов без индуктивной связи, мосты типов *В* и *Г* имеют существенные особенности, связанные с возможностью возникновения явлений резонансного характера.

Чувствительность моста типа *В* (рис. 8) определяется формулами

$$S_z = \frac{1}{1 + (p+1) \frac{Z}{Z_n} + \frac{Z}{(p+1) j\omega L + (p+1) \frac{\omega L}{Q}}} \quad (8)$$

$$S_c = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \frac{1}{(p+1) \omega^2 LC \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)}\right]^2 + \left[\frac{p+1}{\omega C r_n} + \frac{1}{Q \omega^2 LC (p+1) \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)}\right]^2}} \quad (9)$$

Легко видеть, что в формуле (9) первая квадратная скобка при некотором значении  $L$  и  $C$  может обратиться в нуль. При этом имеет место повышение чувствительности, весьма резкое при больших значениях  $Q$  и ясно заметное уже при  $Q = 2 \div 3$ .

Зависимость чувствительности моста типа  $B$  от отношения  $\frac{X_C}{X_L} = \frac{1}{\omega^2 LC}$  при различных значениях добротности  $Q$  при  $\rho = 1$  и  $r_n = \infty$  изображена на рис. 9. Как видно из формулы (9) и кривых рис. 9, максимального значения чувствительность достигает при емкости  $C_0 = \frac{1}{2\omega^2 L}$ . Весь диапазон емкости может быть условно разбит на три области.

Область  $I$  охватывает значения емкости, превышающие  $\frac{1}{\omega^2 L}$ . В пре-

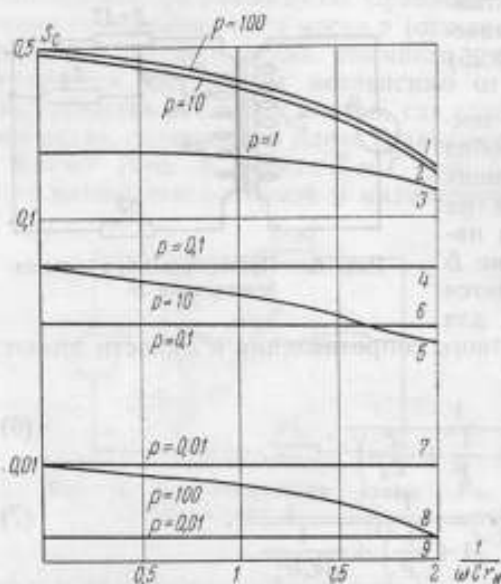


Рис. 7. Зависимость чувствительности мостов типа  $A$  (кривые 3, 4, 5, 7 и 8) и типа  $B$  (кривые 1, 2, 6 и 9) от отношения реактивного сопротивления измеряемого конденсатора к входному сопротивлению индикатора.

делах этой области чувствительность мало изменяется, практически не зависит от  $Q$  и по крайней мере в четыре раза превышает чувствительность моста типа  $A$ .

К области  $II$  относятся значения емкости, определяемые неравенством  $\frac{1}{\omega^2 L} > C > \frac{1}{5\omega^2 L}$ . Это область высокой чувствительности; чувствительность сильно зависит от добротности

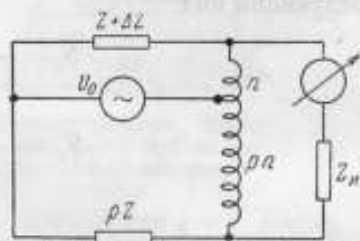


Рис. 8. Принципиальная схема моста типа  $B$ .

сти  $Q$ , причем при больших  $Q$  наблюдается резкое изменение чувствительности с изменением емкости.

При  $C < \frac{1}{5\omega^2 L}$ , в области  $III$  чувствительность быстро падает с уменьшением емкости и от  $Q$  зависит мало. Для области  $III$  не характерны ни высокие значения чувствительности (как в области  $II$ ), ни ее постоянство (как в области  $I$ ).

При отношении плеч моста, отличном от единицы, общий характер зависимости чувствительности от измеряемой емкости сохраняется, однако смещается точка максимальной чувствительности. Соответствующие кривые для случая  $Q = \infty$  представлены на рис. 10.

Основными соображениями, определяющими рациональный выбор индуктивности обмоток трансформатора, является, с одной стороны, обеспечение необходимой точности измерения, а с другой — получение высокой и, по возможности, постоянной чувствительности. Эти требования до некоторой степени противоречивы. Одним из основных источников по-

грешностей моста являются сопротивления рассеяния обмоток трансформатора, которые в момент равновесия оказываются включенными последовательно с основными индуктивностями обмоток. Путем к снижению этих сопротивлений является уменьшение числа витков и геометрических размеров обмотки, что связано со снижением их индуктивности; с этой точки зрения предпочтительнее режим, соответствующий области III (рис. 9). Однако с точки зрения чувствительности такое решение неприемлемо. Наиболее целесообразным, за исключением особых случаев, является режим, соответствующий правой части области I. Так, при  $p = 1$  диапазон емкостей может начинаться с  $C_{\min} = \frac{1}{\omega^2 L}$ ; максимальная емкость  $C_{\max}$  диапазона определяется погрешностью измерения моста, которая не должна превышать допустимого значения. Практически отношение  $C_{\max} / C_{\min}$  обычно оказывается не меньшим 100.

Применение мостов с отношениями плеч, отличными от единицы,

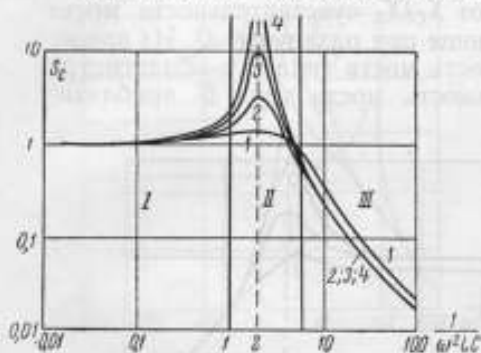


Рис. 9. Кривые чувствительности моста типа В при  $p=1$ .  
1)  $Q=1$ ; 2)  $Q=3$ ; 3)  $Q=10$ ; 4)  $Q=\infty$ .

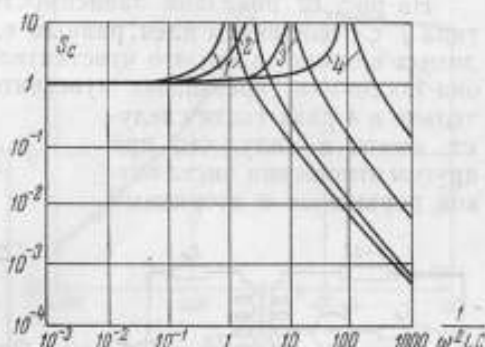


Рис. 10. Кривые чувствительности моста типа В при  $Q=\infty$ .  
1)  $p=0,01$ ; 2)  $p=1$ ; 3)  $p=10$ ; 4)  $p=100$ .

имеет своей целью расширение диапазона измерений при использовании в плече сравнения конденсатора с ограниченным диапазоном изменения емкости. При этом обмотка, включенная в ветвь указанного конденсатора, обычно имеет постоянное число витков, число же витков обмотки в ветви измеряемого полного сопротивления изменяется. Смещение точки максимальной чувствительности при изменении отношения плеч моста (рис. 10) должно учитываться при расчете. В частности, если предполагается работа при  $p \ll 1$  (случай измерения больших емкостей), то индуктивность обмотки ветви, содержащей плечо сравнения, должна

быть увеличена до значения  $\frac{2}{\omega^2 C_{\min}}$ , что ведет к некоторому увели-

чению погрешности при  $p=1$ . С другой стороны, мост, в котором выбрано оптимальное соотношение при  $p=1$  ( $\frac{1}{\omega^2 C_{\min}} = L$ ), при  $p \gg 1$  находится в невыгодном режиме, так, например, при  $p=100$  достаточно иметь индуктивность  $L$  ветви, содержащей плечо сравнения, равной  $\frac{1}{50 \omega^2 C_{\min}}$ , в то время как фактически измерения производятся при индуктивности, в 50 раз превышающей данное значение; это, естественно, ведет к повышению погрешностей.

Можно добиться лучших соотношений между измеряемыми полными сопротивлениями и параметрами обмоток, если при изменении отношения плеч моста изменять число витков обеих обмоток. Однако такое

усложнение конструкции обмоток связано с возрастанием погрешностей из-за потоков рассеяния. Эти соображения являются одним из факторов, ограничивающих использование индуктивно связанных плеч с переменным отношением.

Чувствительность моста типа  $\Gamma$  (рис. 11) к изменению полного сопротивления и емкости выражается следующими формулами:

$$S_Z = \frac{2}{(p+1) \left[ 1 + \frac{Z}{(p+1)j\omega L} - \frac{j}{Q} + \frac{2j\omega L(p-1)}{Z_n} + \frac{2Z}{Z_n} \right]} \quad (10)$$

и

$$S_C = \frac{2}{(p+1) \sqrt{\left[ 1 - \frac{1}{(p+1)\omega^2 LC} \right]^2 + \left[ \frac{1}{Q} - \frac{2\omega L(p-1)}{Z_n} + \frac{2}{\omega C r_n} \right]^2}} \quad (11)$$

На рис. 12 показана зависимость от  $X_C/X_L$  чувствительности моста типа  $\Gamma$  с отношением плеч, равным единице при различных  $Q$ . Из приводимых кривых видно, что чувствительность моста типа  $\Gamma$  в области, где она постоянна, превышает чувствительность моста типа  $B$  приблизительно в 4 раза (хотя следует иметь в виду, что при другом отношении чисел витков первичных и вторичных

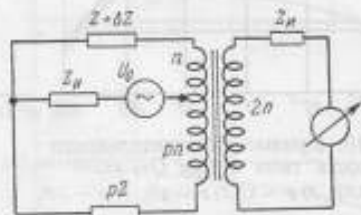


Рис. 11. Принципиальная схема моста типа  $\Gamma$ .

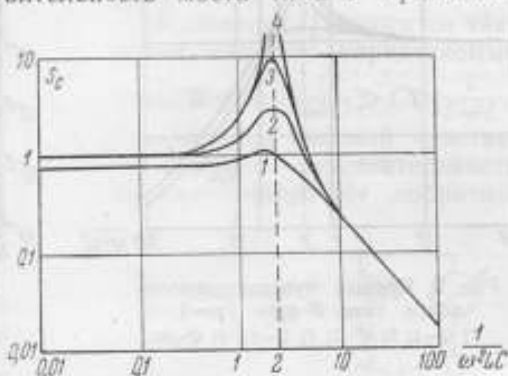


Рис. 12. Кривые чувствительности моста типа  $\Gamma$  при  $p=1$   
1)  $Q=1$ ; 2)  $Q=3$ ; 3)  $Q=10$ ; 4)  $Q=\infty$ .

обмоток соотношение чувствительностей этих мостов будет другим).

Сравнение рис. 9 и 12 показывает, что различие схем  $B$  и  $\Gamma$  при  $p=1$  проявляется главным образом в том, что при низких значениях добротности чувствительность моста типа  $\Gamma$  оказывается несколько меньшей. Основное различие двух схем проявляется в мостах с переменным отношением плеч. Как видно из рис. 13, на котором приведены кривые чувствительности при  $Q=\infty$ , при увеличении  $p$  чувствительность моста типа  $\Gamma$  резко падает. Компенсация этого падения чувствительности путем увеличения числа витков вторичной обмотки усложняет трансформатор и обычно ведет к росту погрешностей. Поэтому использование схемы  $\Gamma$  в мостах с переменным отношением плеч нецелесообразно.

На рис. 14 результаты расчета по формуле (11) чувствительности одного конкретного моста (кривая 1) сопоставляются с экспериментальными данными, отмеченными точками. Совпадение экспериментальных данных с теоретическими подтверждает закономерность использования эквивалентной схемы рис. 3, б. Для сравнения приводится кривая чувствительности того же моста, рассчитанная на основе эквивалентной схемы рис. 3, а (кривая 2).



В некоторых случаях первостепенное значение приобретает увеличение чувствительности измерительной цепи. Тогда можно использовать схемы *B* и *Г* при соотношении  $L$  и  $C$ , близком к условиям максимальной чувствительности, однако без повышения напряжения на измеряемой емкости, как это бывает в мостах резонансного типа.

Из формул (9) и (11) можно показать, что максимальная чувствительность к изменению емкости обоих мостов при  $p = 1$  приблизительно равна  $Q$ , т. е. может быть получен выигрыш в чувствительности по сравнению с обычным четырехплечим мостом в  $4Q$  раз. Как указывалось выше, максимального значения чувствительность достигает при  $C = C_0 = \frac{1}{2\omega^2 L}$ . Можно показать, что полоса значений емкости, при которых

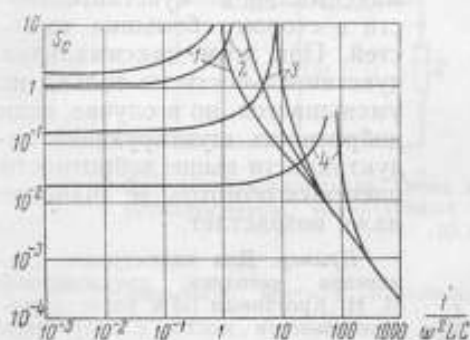


Рис. 13. Кривые чувствительности моста типа *Г* при  $Q = \infty$ .  
1)  $p = 0,01$ ; 2)  $p = 1$ ; 3)  $p = 10$ ; 4)  $p = 100$ .

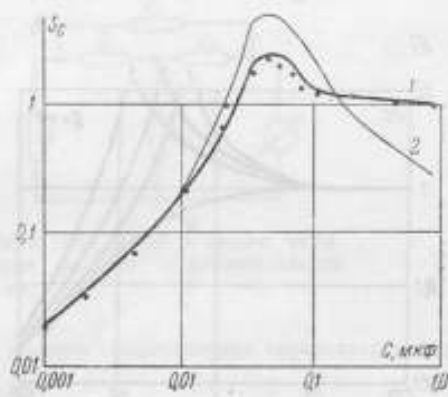


Рис. 14. Теоретическая и экспериментально определенная зависимость чувствительности моста типа *Г* от величины измеряемой емкости ( $L = 0,28$  эг;  $Q = 2,5$ ).

Кривые рассчитаны на основании эквивалентных схем рис. 3, б (кривая 1) и рис. 3, а (кривая 2).

чувствительность составляет не менее 0,707 максимальной, определяется формулой

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{2}{Q} \quad (12)$$

Для того чтобы расширить диапазон емкостей, которые могут измеряться при высокой чувствительности, может быть рекомендовано шунтирование первичной обмотки плечевого трансформатора емкостью  $C_{ш}$  (рис. 15, а).

Чувствительность моста типа *B* с отношением плеч, равным единице, при наличии шунтирующей емкости  $C_{ш}$  определяется формулой

$$S_C = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + 2 \frac{C_{ш}}{C} - \frac{1}{2\omega^2 LC} \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)\right]^2 + \left[\frac{1}{2Q\omega^2 LC} \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)\right]^2}}, \quad (13)$$

при выводе которой входное сопротивление индикатора полагалось равным бесконечности. На рис. 15, б показана зависимость чувствительности от отношения  $X_C/X_L$  при различных значениях шунтирующей емкости.

Из кривых видно, что подбором шунтирующей емкости можно сдвинуть область максимальной чувствительности в сторону малых емкостей.

Практически шунтирование обмоток конденсатором для повышения чувствительности в пужной части диапазона емкостей можно с успехом применять в мостах как типа *B*, так и типа *Г*, однако следует иметь в виду, что в реальных мостах, обмотки которых имеют потери, это свя-

зано с уменьшением значения максимальной чувствительности.

Более перспективным методом расширения диапазона емкостей, измеряемых при высокой чувствительности, является шунтирование обмоток трансформатора индуктивностью, что ведет к смещению области максимальной чувствительности в сторону больших емкостей. При этом максимальная чувствительность не только не уменьшается, но в случае, если добротность шунтирующей индуктивности выше добротности плечевых обмоток, ее значение даже возрастает.

*Пример.* Для иллюстрации применения методики, предложенной И. Н. Кротковым [5] к расчету чувствительности мостов с индуктивно связанными плечами, приводится расчет чувствительности моста типа *B* для случая, когда входной проводимостью индикатора можно пренебречь. Эквивалентная схема моста приводится на рис. 16, *a*.

Преобразование данной схемы в четырехполюсник, питаемый от генератора  $U_0$  и нагруженный измеряемым полным сопротивлением  $Z$ , приводит к цепи, изображенной на рис. 16, *б*, где

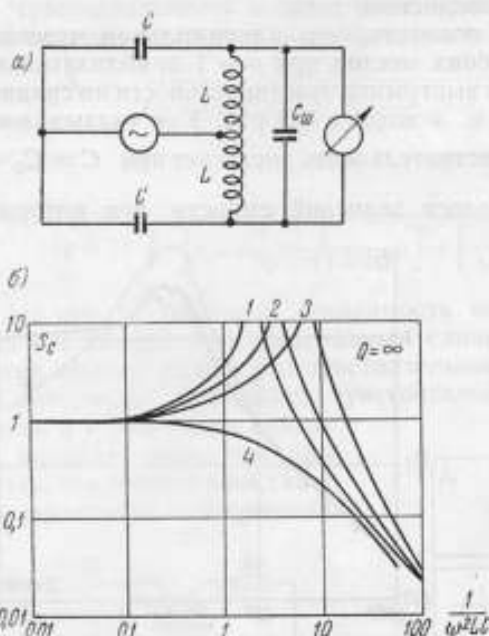


Рис. 15. Мост типа *B* с емкостью, шунтирующей индуктивно связанные плечи: *a* — принципиальная схема; *б* — кривые чувствительности при значениях шунтирующей емкости:

$$1) C_{ш} = 0; 2) C_{ш} = \frac{1}{10} \omega^2 L; 3) C_{ш} = \frac{1}{5} \omega^2 L; 4) C_{ш} = \frac{1}{2} \omega^2 L.$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= -p(r + j\omega L); \\ Z_2 &= p(p + 1)(r + j\omega L) + pZ; \\ Z_3 &= (p + 1)(r + j\omega L). \end{aligned}$$

Взаимное сопротивление ветвей генератора и измеряемого полного сопротивления при выходном сопротивлении генератора, равно нулю, определяется выражением

$$ZZ' = A_{12} + A_{11}Z = Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} + Z + Z \frac{Z_1}{Z_2},$$

которое после подстановки значений  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  принимает вид  $Z_{Zr} = Z$ .

Второй четырехполюсник, одна пара зажимов которого подключена к измеряемому полному сопротивлению, а вторая к индикатору, показан на рис. 16, *в*, где

$$\begin{aligned} Z_1 &= -p(r + j\omega L); & Z_2 &= (p + 1)(r + j\omega L); \\ Z_3 &= p(p + 1)(r + j\omega L); & Z_4 &= pZ. \end{aligned}$$

Взаимное сопротивление ветвей регулируемого и индикаторного элементов определяется формулой

$$\begin{aligned} Z_{Zu} &= (A_{11} + A_{21}Z) Z_u + A_{12} + A_{22}Z = \\ &= \frac{Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4) + Z(Z_1 + Z_3 + Z_4)}{Z_1 Z_3 + Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4)} Z_u + \\ &+ \frac{Z_4(Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) + Z Z_3(Z_1 + Z_4) + Z Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4)}{Z_1 Z_3 + Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4)}. \end{aligned}$$

Поставив в это выражение значения  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  и  $Z_4$ , получаем

$$Z_{Zn} = \frac{(p+1)(r+j\omega L) + Z}{(p+1)(r+j\omega L)} Z_n + (p+1)Z.$$

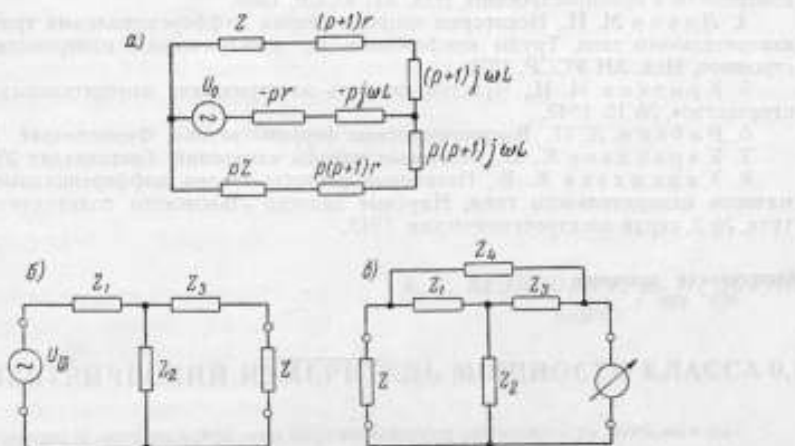


Рис. 16. Эквивалентная схема моста типа В (а) и схемы четырехполосников, используемых при расчете чувствительности (б и в).

Чувствительность моста к изменению полного сопротивления определяется формулой

$$S_Z = \frac{Z Z_n}{Z_{Zr} Z_{Zn}}.$$

При  $Z_n = \infty$ , подставив значения  $Z_{Zr}$  и  $Z_{Zn}$  после элементарных преобразований получаем

$$S_Z = \frac{1}{1 + \frac{Z}{(p+1)(j\omega L + r)}}.$$

### Заключение

Анализ рассмотренных четырех типов мостов с индуктивно связанными плечами показывает, что чувствительность мостов типов А и В значительно отличается от чувствительности обычных четырехплечих мостов без индуктивной связи между плечами. Чувствительность мостов типов В и Г зависит от измеряемой емкости; при определенном значении этой емкости имеется сильно выраженный максимум чувствительности, причем в отличие от резонансных мостов повышение чувствительности не сопровождается ростом напряжения на измеряемом конденсаторе. Путем шунтирования обмоток индуктивно связанных плеч реактивной проводимостью имеется возможность расширения диапазона емкостей, измеряемых при высокой чувствительности.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б. и Соболевский К. М., О свойствах одной схемы моста со взаимной индуктивностью между двумя соседними плечами, Доклады Львовского политехнического института, т. 1, вып. 2, 1955.

2. Нестеренко А. Д., Основы расчета электронизмерительных схем уравнивания, Изд. АН УССР, 1960.

3. Зданис Ю. П., Основные свойства схем с дифференциальными трансформаторами и сопоставление их с мостовыми схемами, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению, Изд. АН УССР, 1959.

4. Левин М. И., Некоторые вопросы теории дифференциальных трансформаторов измерительного типа, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению, Изд. АН УССР, 1959.

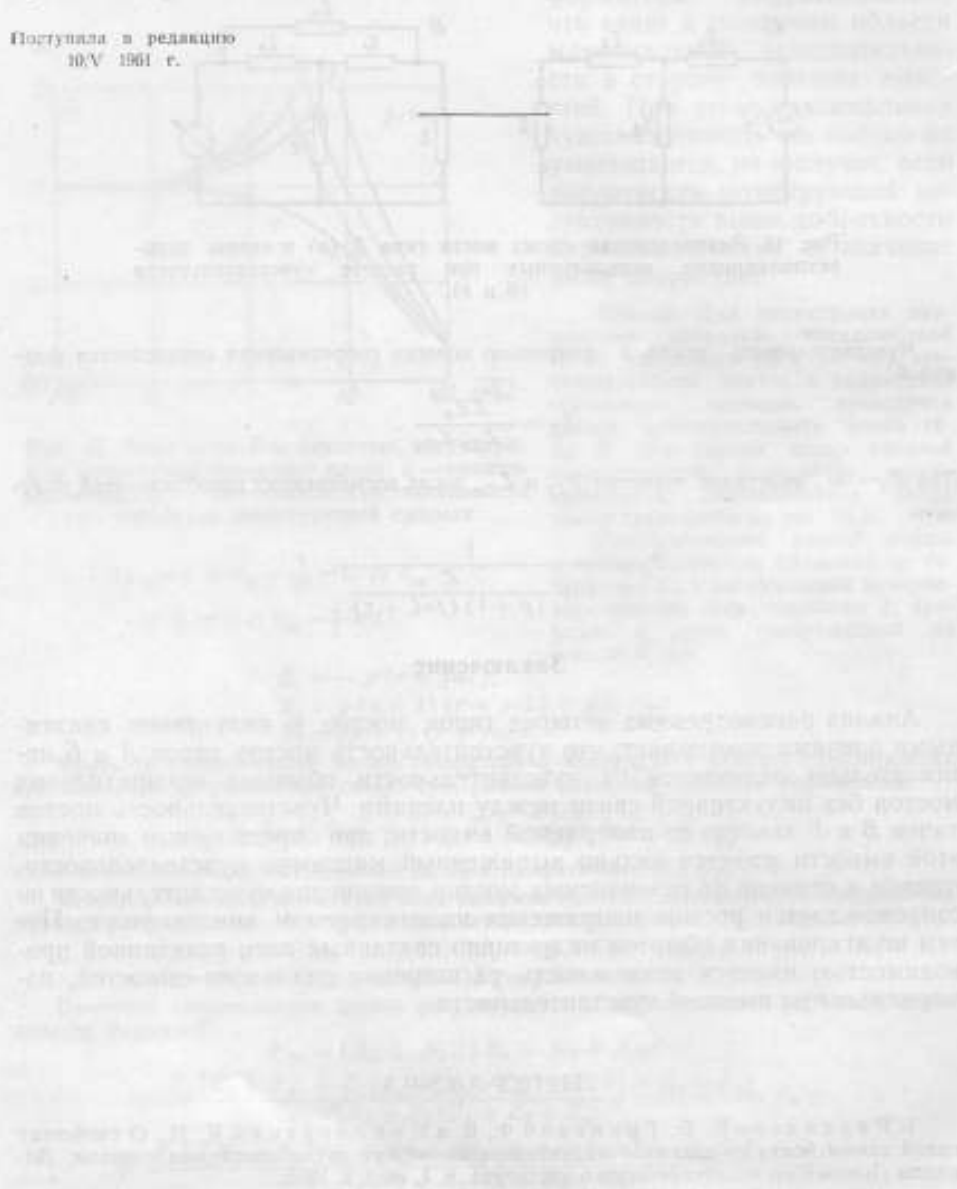
5. Кротков И. Н., Чувствительность электрических измерительных цепей, «Электричество», № 10, 1949.

6. Рабкин Л. И., Высокочастотные ферромагнетики, Физматиздат, 1960.

7. Карандеев К. Б., Мостовые методы измерений, Гостехиздат УССР, 1953.

8. Карандеев К. Б., Некоторые вопросы теории дифференциальных трансформаторов измерительного типа, Научные записки Львовского политехнического института, № 2, серия электротехническая, 1949.

Поступила в редакцию  
10/V 1961 г.



А.Я. БЕЗИКОВИЧ, Д. И. ЗОРИН

ВНИИМ

### ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА 0,1

*Теоретически и экспериментально обосновывается возможность создания показывающего ваттметра термоэлектрической системы высокой точности. Приведено описание вновь разработанного прибора, погрешности которого не превышают 0,1% на постоянном токе и на переменном токе при частотах от 50 до 20 000 гц.*

В настоящее время основной тенденцией электроприборостроения является, с одной стороны, повышение точности, надежности и долговечности приборов, а с другой — расширение пределов их применимости. Задача повышения точности и надежности термоэлектрических приборов представляет существенный интерес в связи с большими возможностями их применения, так как они пригодны в равной мере для измерения тока, напряжения и мощности в широком диапазоне частот и значений измеряемых величин.

Известно, что предел повышения точности показывающих термоэлектрических приборов устанавливается непостоянством вольт-амперных характеристик термопреобразователей и высокой температурной погрешностью этих приборов. В ваттметрах дополнительным источником погрешности могут явиться нарушение квадратичной зависимости между током в нагревателе и термоэлектродвижущей силой (т. э. д. с.), а также отсутствие полного подобия характеристик для двух используемых в схемах ваттметра преобразователей. Указанные причины приводят к тому, что термоэлектрические приборы, и в особенности ваттметры, имеют очень низкую точность.

Известен ряд попыток повышения точности термоэлектрических приборов, в частности, в НБЭ (США) создан термоэлектрический вольт-амперметр [1] и во ВНИИМ разработана серия многопредельных приборов (амперметров, вольтметров и ваттметров двух модификаций [2, 5]). Однако все эти приборы в лучшем случае могут быть отнесены к классу 0,5. Такая сравнительно невысокая точность обусловлена, в основном, отсутствием милливольтметров постоянного тока точнее, чем класса 0,5. Очевидно, что использование измерителя более высокой точности сможет существенно повысить точность термоэлектрического прибора при условии, что будут устранены погрешности от непостоянства характеристик преобразователей и их температурная погрешность.

Ниже приводится описание термоэлектрического ваттметра класса 0,1, разработанного во ВНИИМ. Этот ваттметр создавался, в основном,



для измерения малых мощностей. В связи с этим очень существенно было предусмотреть, чтобы показания прибора не зависели от собственного потребления, так как в этих случаях оно соизмеримо с мощностью, подлежащей измерению.

Для обеспечения возможности использования ваттметра для проверок менее точных термоэлектрических и ламповых ваттметров, имеющих неразделенные цепи, предусмотрен способ включения прибора, позволяющий перейти от измерения мощности, потребляемой в нагрузке, к измерению мощности, отдаваемой генератором. Это достигается простым переносом точки присоединения провода цепи напряжения с генераторного зажима на второй зажим токовой цепи.

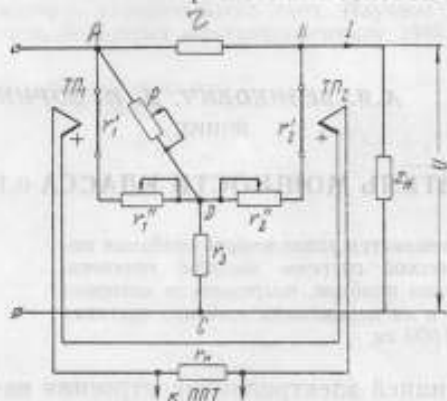


Рис. 1.

### Принцип действия прибора

На рис. 1 представлена принципиальная схема термоэлектрического ваттметра. Цепь постоянного тока этого ваттметра состоит из двух включенных встречно термопар  $ТП_1$  и  $ТП_2$ , разность э. д. с. которых измеряется потенциометром  $ППТ$ . Цепь переменного тока состоит из двух нагревателей термопреобразователей с сопротивлениями  $r_1'$  и  $r_2'$ , шунта  $r$ , включаемого последовательно с нагрузкой  $z_n$ , и добавочного сопротивления  $r_3$ . Назначение трех регулируемых сопротивлений  $\rho$ ,  $r_1''$  и  $r_2''$ , также входящих в цепь переменного тока, будет пояснено ниже.

Разность т. э. д. с.  $E_1 - E_2 = E$ , измеряемая потенциометром  $ППТ$ , как известно [3], пропорциональна мощности, выделяемой в нагрузке  $z_n$ , и половине мощности, потребляемой в шунте  $r$ .

Если обеспечить, чтобы т. э. д. с.  $E_1$  равнялась  $E_2$ , т. е. чтобы  $E = 0$  в двух случаях:

а) когда ток через нагреватели пропорционален напряжению, приложенному к нагрузке, и не зависит от тока в ней и

б) когда ток через нагреватели зависит от тока в нагрузке и не зависит от приложенного к ней напряжения,

то в рабочих условиях при наличии в нагрузке одновременно и тока и напряжения разность  $E$  будет пропорциональна только мощности в нагрузке [4].

Можно показать [5], что условия, при которых достигается равенство  $E_1 = E_2$  в двух рассмотренных случаях а) и б), могут быть записаны в виде

$$а) \quad r_1 = (r + r_2) \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}; \quad (1)$$

$$б) \quad 1 + \frac{r_1}{\rho} = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \left(1 + \frac{r_2}{r}\right). \quad (2)$$

При соблюдении этих соотношений получаем

$$E = K_2 \frac{r}{r + r_2} \cdot \frac{1}{r_3 + r_1} UI \cos \varphi = K_2 \frac{r}{r + r_2} \cdot \frac{1}{r_3 + r_2} P, \quad (3)$$

где

$I$  и  $U$  — соответственно ток, проходящий по нагрузке, и напряжение, приложенное к ней;

$\varphi$  — угол сдвига фаз между ними;

$K_1$  и  $K_2$  — коэффициенты, характеризующие чувствительность первого и второго термопреобразователей;

$r_1 = r_1' + r_1''$  и  $r_2 = r_2' + r_2''$  — сопротивления цепей первого и второго нагревателей соответственно;

$P$  — измеряемая мощность в нагрузке.

Независимость показаний термоваттметра от собственного потребления обеспечивается выполнением условий (1) и (2), контролируемым в процессе измерения мощности. Для этой цели достаточно установить разность т. э. д. с.  $E$  равной нулю, во-первых, при отсутствии тока нагрузки в последовательной цепи прибора, во-вторых, при равенстве нулю напряжения, приложенного к параллельной цепи. Разность т. э. д. с., равная нулю, устанавливается изменением сопротивлений  $r_1''$  и  $\rho$ . Операции по установлению соотношений между параметрами цепи в соответствии с равенствами (1) и (2) в дальнейшем будем называть балансировкой по напряжению и току соответственно.

Коэффициент пропорциональности  $K_2 \frac{r}{r+r_2} \cdot \frac{1}{r_3+r_2}$  в выражении (3) зависит только от чувствительности  $K_2$  второго термопреобразователя, сопротивления шунта  $r$ , добавочного сопротивления  $r_3$  и сопротивления  $r_2$  цепи нагревателя второго преобразователя.

Для того чтобы показания термоваттметра не зависели от вариаций  $K_2$ , вызываемых, например, сменой термопреобразователей, изменением окружающей температуры, а также изменением характеристик преобразователей во времени, предусмотрена регулировка его чувствительности, аналогичная описанной в указанных выше ранних работах авторов. Сущность регулировки термоваттметра заключается в том, чтобы создать условия, при которых неизменному, заранее выбранному току в нагревателе  $I_k$  соответствовало одно и то же показание прибора, включенного в цепь термопар. Для этой цели в ранее разработанных приборах применялось регулируемое добавочное сопротивление в цепи измерительного прибора, что не представляется возможным в случае измерения т. э. д. с. с помощью потенциометра. Поэтому в новом приборе предусмотрено, что потенциометром измеряют не т. э. д. с., а падение напряжения на сопротивлении  $r_n$ , на которое замкнуты термопары. Схема регулировки, примененная в данном приборе, показана на рис. 2. Регулировка прибора производится на постоянном токе. Для этого в схему прибора введен вспомогательный источник постоянного тока, питающий нагреватель одного из двух преобразователей, имеющих в схеме ваттметра. Этот ток  $I_k$ , называемый в дальнейшем контрольным, вызывает т. э. д. с.  $E_{2k}$ . Для измерения тока  $I_k$  используется тот же полуавтоматический потенциометр, включаемый в данном случае для измерения падения напряжения  $U_0$  на сопротивлении  $r_0$ . Обе термопары включены последовательно и замкнуты на сопротивление  $r_n$ , падение напряжения  $U_n$  на котором измеряется с помощью того же потенциометра.

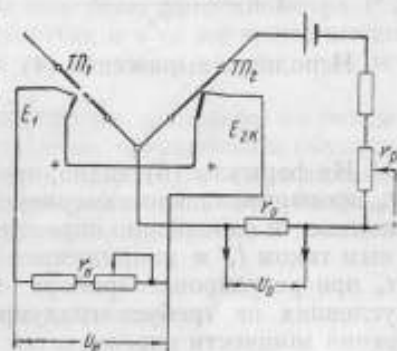


Рис. 2.

В данной схеме включения  $E_1 = 0$ ;  $E_{2к} = K_2 I_k^2$ .

$$U_n = \frac{E_{2к} r_n}{r_{ТП_1} + r_{ТП_2} + r_n} = \frac{E_{2к}}{1 + \frac{r_{ТП_1} + r_{ТП_2}}{r_n}} = \frac{K_2 I_k^2}{1 + \frac{r_{ТП_1} + r_{ТП_2}}{r_n}} \quad (4)$$

При заданных  $U_n$  и  $I_k$  равенство (4) удовлетворяется регулированием  $r_n$  при изменениях в допустимых пределах  $K_2$ ,  $r_{ТП_1}$  и  $r_{ТП_2}$ , характеризующих нестабильность термопреобразователя. Этим путем устраняют погрешность, вызываемую непостоянством характеристики преобразователя. Действительно, включим прибор после такой регулировки по схеме для измерения мощности, не изменяя сопротивление цепи терморезистора. Значение мощности в такой схеме будет характеризовать не разность т. э. д. с.  $E$  [формула (3)], а падение напряжения на сопротивлении  $r_n$ :

$$U = \frac{E}{1 + \frac{r_{ТП_1} + r_{ТП_2}}{r_n}} = \frac{K_2}{1 + \frac{r_{ТП_1} + r_{ТП_2}}{r_n}} \cdot \frac{r}{r + r_2} \cdot \frac{1}{r_3 + r_2} P \quad (5)$$

Используя выражение (4), получаем

$$U = \frac{U_n}{I_k^2} \cdot \frac{r}{r + r_2} \cdot \frac{1}{r_3 + r_2} P \quad (6)$$

Из формулы (6) видно, что падение напряжения  $U$  на сопротивлении  $r_n$  пропорционально измеряемой мощности  $P$ , а коэффициент пропорциональности однозначно определяется сопротивлениями  $r$ ,  $r_2$  и  $r_3$  контрольным током  $I_k$  и напряжением  $U_n$ , устанавливаемым на сопротивлении  $r_n$  при регулировке прибора. Отсюда следует, что ваттметр при этих условиях не требует градуировки по мощности. Правильность измерения мощности определяется точностью подгонки сопротивлений и точностью измерения напряжения с помощью потенциометра.

### Погрешности измерителя мощности

Для оценки систематической погрешности измерения мощности приведем выражение (6) к виду

$$P = \frac{I_k^2}{U_n} \left(1 + \frac{r_2}{r}\right) (r_3 + r_2) U \quad (7)$$

Логарифмируя и дифференцируя это выражение и переходя от бесконечно малых величин к конечным приращениям, получим выражение для относительной погрешности измерения мощности

$$\frac{\Delta P}{P} = 2 \frac{\Delta I_k}{I_k} + \frac{\Delta U}{U} - \frac{\Delta U_n}{U_n} - \frac{r_2}{r + r_2} \cdot \frac{\Delta r}{r} + \frac{r_3}{r_3 + r_2} \cdot \frac{\Delta r_3}{r_3} + \left(\frac{r_2}{r + r_2} + \frac{r_2}{r_3 + r_2}\right) \frac{\Delta r_2}{r_2} \quad (8)$$

Эта погрешность может иметь два предельных значения в зависимости от соотношения параметров  $r$ ,  $r_2$  и  $r_3$ . Назовем их наибольшей и наименьшей предельной погрешностью и обозначим  $\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\max}$  и  $\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\min}$ . Учитывая реальные значения  $r$ ,  $r_2$  и  $r_3$ , можно показать, что множители перед соответствующими слагаемыми заключены в интервалах

$$1 > \frac{r_2}{r + r_2} > 0,4; \quad 1 > \frac{r_3}{r_3 + r_2} > 0,6; \quad 0,4 > \frac{r_2}{r_3 + r_2} > 0.$$

При этом

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\max} = 2 \frac{\Delta I_n}{I_n} + \frac{\Delta U}{U} - \frac{\Delta U_n}{U_n} - \frac{\Delta r}{r} + \frac{\Delta r_3}{r_3} + 1,4 \frac{\Delta r_2}{r_2}; \quad (9)$$

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\min} = 2 \frac{\Delta I_n}{I_n} + \frac{\Delta U}{U} - \frac{\Delta U_n}{U_n} - 0,4 \frac{\Delta r}{r} + 0,6 \frac{\Delta r_3}{r_3} + 0,4 \frac{\Delta r_2}{r_2}. \quad (10)$$

Погрешности  $\frac{\Delta r}{r}$  и  $\frac{\Delta r_3}{r_3}$  определяются точностью изготовления сопротивлений и не превышают 0,01%. Остальные погрешности определяются погрешностью потенциометра *P-2*. Полагая, что все они носят случайный характер, можно для определения максимальной погрешности применить закон накопления случайных погрешностей. При этом получим в соответствии с формулами (9) и (10) при измерении мощности, равной номинальному значению ваттметра, два значения погрешности:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\max} = 0,15\% \quad \text{и} \quad \left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\min} = 0,1\%.$$

Вероятность того, что все измерения с помощью потенциометра *P-2* выполнены с предельной для него погрешностью, и в то же время имеют наиболее неблагоприятные знаки, очень мала. Поэтому весьма мало вероятно, что погрешность превышает 0,1%.

Кроме этой основной погрешности, в ваттметре, созданном по описываемой схеме, могут возникнуть дополнительные погрешности, обусловленные неточным соблюдением условий (1) и (2), достигаемым при балансировке по напряжению и по току. Если производить эту балансировку при номинальных для предела измерения напряжениях и токах, то эта дополнительная погрешность будет менее 0,02%.

#### Полная схема измерителя мощности

Полная схема многопредельного измерителя мощности представлена на рис. 3. Переключатель *П<sub>1</sub>* в этой схеме служит для изменения пределов измерения мощности по току, осуществляя переключение одного из токовых зажимов шунта и обоих его потенциальных зажимов. Переключатель *П<sub>2</sub>* служит для изменения пределов измерения по напряжению. На каждый предел измерения имеется отдельное добавочное сопротивление. Это дает возможность предусмотреть компенсацию реактивной составляющей сопротивления на каждом пределе измерения. Кроме того, при изменении сопротивления на одном из пределов, например вследствие его перегрузки, сохраняется возможность использования измерителя при остальных пределах измерения по напряжению.

Переключатель *П<sub>3</sub>*, имеющий три положения: *БУ*, *Б1* и *Изм*, служит для перехода от схем балансировки к измерению. В положении *БУ* ток нагрузки проходит через замкнутые накоротко токовые зажимы измерителя, минуя шунт. При этом положении по нагревателям термопреобразователей проходит только ток, пропорциональный напряжению, приложенному к нагрузке.

О выполнении условия (1), достигаемого изменением сопротивления  $r_1''$  в цепи нагревателя первого преобразователя (рукоятки с надписью «балансировка по напряжению»), судят по равенству нулю разности т. э. д. с., контролируемой с помощью потенциометра *P-2*.

В положении *Б1* переключателя *П<sub>3</sub>* добавочное сопротивление отключается от нагрузки в точке *С* (рис. 1) и включается параллельно сопротивлению цепи нагревателя второго преобразователя, т. е. вся цепь измерителя мощности оказывается включенной последовательно с нагрузкой. Очевидно, что при этом ток в нагревателях преобразователя не зависит



от приложенного напряжения и выполнение условия (2) достигается регулировкой сопротивления  $\rho$  с надписью «балансировка по току».

В положении *Изм* переключателя  $\Pi_3$  осуществляются соединения по схеме, показанной на рис. 1.

Независимо от положений переключателей  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$  и  $\Pi_3$  в положении 3 переключателя  $\Pi_4$  осуществляются соединения по схеме, приведенной на рис. 2. При этом ток от вспомогательной батареи *ВВ* проходит по нагревателю только второго из термопреобразователей. Для регулировки этого тока предусмотрены сопротивления  $r_p$  с надписью «калибр. ток».

Измерение контрольного тока производится потенциометром *P-2* по падению напряжения на сопротивлении  $r_o$ .

Установленному таким образом контрольному току  $I_k$  должен соответствовать определенный ток в цепи термопар. Этот ток регулируется

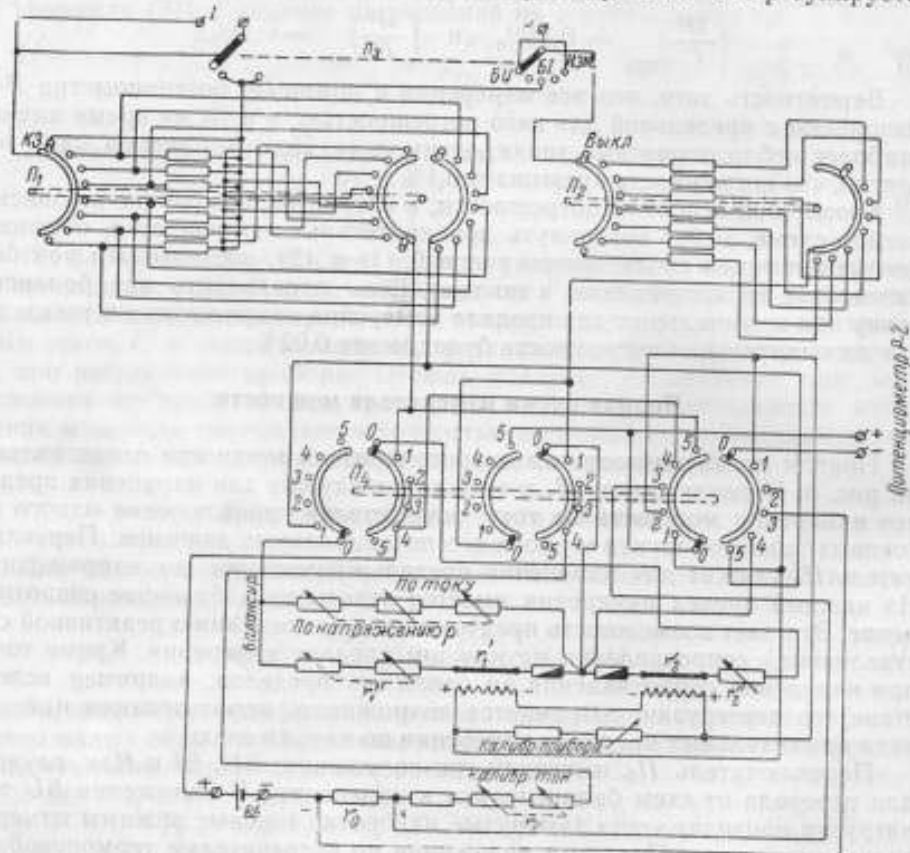


Рис. 3.

сопротивлением  $r_n$  с надписью «калибр. прибор». Измерение тока в цепи термопар производится с помощью потенциометра *P-2* по падению напряжения  $U_n$  (рис. 2).

Правильность показания измерителя мощности зависит от точности воспроизведения расчетных значений контрольного тока  $I_k$  и напряжения  $U_n$ , а также сопротивлений  $r_1$ ,  $r_2$  и  $r_3$ . Сопротивление  $r_2$  может изменяться как в процессе эксплуатации измерителя, так и при заменах преобразователей и предохранителей. В связи с этим необходимо было предусмотреть возможность проверки сопротивления  $r_2$  в процессе работы. Эта по-

верка может осуществляться при положениях 4 и 3 переключателя  $П_4$ . При положении 4 зажимы «Х» потенциометра  $P-2$  оказываются присоединенными ко всей цепи нагревателя второго преобразователя. При положении 3 потенциометр присоединяется к сопротивлению  $r_0$ . По соотношению этих падений напряжения судят о значении сопротивления  $r_3$ . При отклонении сопротивления цепи нагревателя второго преобразователя от расчетного значения (13,200 ом) оно приводится к этому значению с помощью регулируемого сопротивления 1,1 ом, ( $r_2''$  на рис. 1).

В связи с тем, что проверка измерителя мощности заменена проверкой элементов его цепи — шунтов и добавочных сопротивлений, необходимо иметь возможность проверки их, не вскрывая прибор. Для этой цели служит положение 5 переключателя  $П_4$ . При этом для проверки шунтов требуется внешнее образцовое сопротивление, присоединяемое последовательно с зажимом 1 измерителя. В зависимости от положения переключателя  $П_1$  к зажимам потенциометра  $P-2$  присоединяются потенциальные зажимы того или иного шунта. Измерение сопротивления шунта производится с помощью потенциометра известным способом сравнения падений напряжения на внешнем образцовом сопротивлении и на поверяемом шунте.

При переключателе  $П_4$ , находящемся в положении 5, то или иное добавочное сопротивление (в зависимости от положения переключателя  $П_2$ ) оказывается включенным к зажиму  $U$  измерителя и к зажиму «+» потенциометра  $P-2$ . Добавочное сопротивление может быть поверено с помощью моста или путем сравнения его с внешним образцовым сопротивлением.

Проверка сопротивления  $r_0$ , также определяющего точность измерения мощности, так как по нему устанавливается контрольный ток, не вызывает затруднений. Для этой цели разрывается цепь контрольного тока и последовательно с зажимами вспомогательной батареи включается образцовое сопротивление.

Как было указано выше, погрешность измерителя в основном определяется погрешностью измерения контрольного тока. В связи с этим к точности подгонки сопротивления  $r_0$  предъявляются более жесткие требования, чем к остальным измерительным сопротивлениям. Этим же объясняется и наличие двух ступеней регулирования контрольного тока с помощью двух реохордов  $r_p$  с сопротивлениями 120 и 1,1 ом соответственно.

Термоэлектрический измеритель выполнен на семь пределов измерения по току — от 0,04 до 2 а, а также на семь пределов измерения по напряжению — от 1 до 100 в. Сопротивления  $\rho$  и  $r_1''$  могут изменяться в очень широких пределах, так как  $r$  и  $r_3$  в выражениях (1) и (2) определяются пределами измерения. Из выражения (1) видно, что регулируемая часть  $r_1$  изменяется приблизительно от 0,15 до 20 ом и в этой цепи предусмотрена двухступенчатая регулировка.

Для того чтобы более наглядно можно было представить пределы регулирования  $\rho$ , выражение (2) можно привести к виду

$$\rho = r_3 \left( 1 + \frac{r}{r_2} \right) \frac{1}{r + \frac{r_3}{r_2} \left( 1 - \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \right)},$$

откуда следует, что  $\rho$  при нижнем пределе измерения по току и верхнем по напряжению должно иметь значение около 10 000 ом, а при верхнем пределе измерения по току и нижнем по напряжению — около 20 ом. Этим объясняется необходимость иметь трехступенчатую регулировку сопротивления  $\rho$ .

## Результаты испытания

В соответствии со схемой рис. 3 был изготовлен термоэлектрический измеритель мощности, состоящий из двух блоков — термоприставки и потенциометра *P-2*. Внешний вид всего измерителя изображен на рис. 4.

Представляло интерес выяснить:

а) справедливость теоретических выкладок и расчетов, основанных на них, и

б) правильность предпосылки о возможности замены градуировки

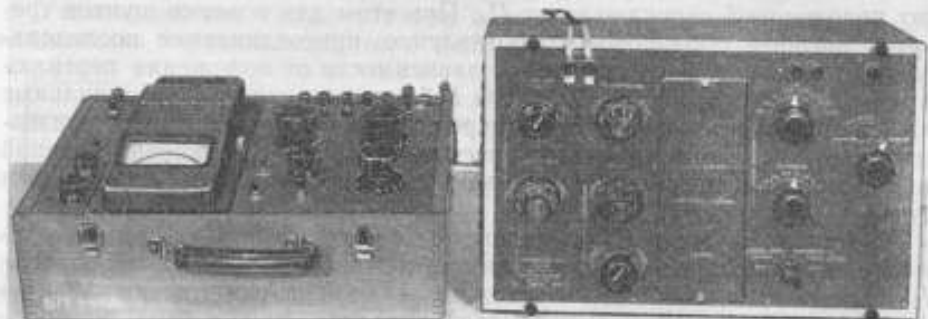


Рис. 4.

измерителя по мощности регулировкой его по расчетному значению контрольного тока и расчетным значениям измерительных сопротивлений.

Для этой цели измеритель мощности следовало поверить. Известно,

что наибольшую точность поверки ваттметров можно достичь на постоянном токе с использованием двух потенциометров при раздельном питании цепей тока и напряжения.

Особенность поверки данного измерителя мощности заключается в том, что наличие общей точки между его цепями тока и напряжения требует создания такой поверочной цепи, которая обеспечивает измерение мощности в рабочих условиях, т. е. на его выходных зажимах. В случае же невоз-

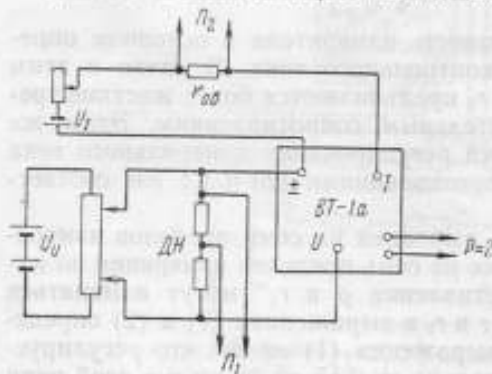


Рис. 5.

можности создания такой цепи, необходимо обеспечить введение соответствующих поправок. На рис. 5 показана цепь, питаемая от двух различных источников  $U_I$  и  $U_U$ .

Напряжение, измеренное с помощью потенциометра  $\Pi_1$  и делителя напряжения  $ДН$ , очевидно, больше напряжения, которое окажется приложенным к нагрузке в рабочих условиях, на значение падения напряжения в токовой цепи измерителя мощности. При измерении напряжения между зажимами  $I$  и  $U$  с применением делителя напряжения возникнет погрешность измерения тока, так как измеренный ток будет меньше тока в нагрузке.

Номинальное значение мощности, т. е.  $P_n = I_n U_n$ , соответствует показанию потенциометра  $P-2$ , равному  $\alpha_n = 10$  мв.

Очевидно, что при заданном  $U_n$  или  $I_n$  произвольное значение мощности может быть определено по показанию потенциометра  $\alpha_n$ , не равному  $\alpha_n$ . В табл. 1 приведены результаты поверки измерителя мощности на пределе измерения по току, равному 2 а, и по напряжению 100 в.

Таблица 1

Показание измерителя		Напряжение, измеренное потенциометром, $U, в$	Падение напряжения в токовой цепи ваттметра, $U_f, в$	Ток в нагрузке, $а$	Действительное значение мощности, $P = (U - U_f)I, вт$	Абсолютная погрешность, $вт$	Приведенная погрешность, %
мв	вт						
10	200	100	0,32525	2,0054	199,89	-0,11	+0,055
8	160	100	0,26037	1,6040	159,98	+0,02	+0,013
6	120	100	0,19587	1,2017	119,935	+0,065	+0,032
4	80	100	0,13132	0,8012	80,015	-0,015	-0,017
2	40	100	0,06687	0,4003	40,003	-0,003	-0,002
10	200	100	0,32541	2,0066	200,008	-0,008	-0,004
8	160	80	0,32510	2,0084	160,02	-0,02	-0,013
6	120	60	0,32516	2,0110	120,006	-0,006	-0,003
4	80	40	0,32549	2,0166	80,009	-0,009	-0,005
2	40	20	0,32791	2,0343	40,019	-0,019	-0,01

Таблица 2

Показание измерителя		Напряжение, $в$	Ток, $а$	Мощность, $вт$	Приведенная погрешность, %
мв	вт				
10	0,2	1,10025	0,181051	0,200107	0,05
5	0,1	1,11921	0,08944	0,100101	0,05
2	0,04	1,18059	0,03396	0,040093	0,02
1	0,02	1,19967	0,01670	0,020034	0,01
5	0,1	0,45816	0,20484	0,09995	0,02
2	0,04	0,19487	0,20510	0,039968	0,01
1	0,02	0,09712	0,20520	0,019929	0,03

В табл. 2 приведены результаты поверки измерителя мощности на самом нижнем пределе измерения по напряжению, равному 1 в, и при номинальном значении тока, равном 0,2 а. В этом случае измеряемое напряжение может быть измерено с помощью потенциометра без делителя напряжения. Для этой цели образцовый потенциометр включался непосредственно на выходные зажимы измерителя мощности.

В обеих таблицах один и те же показания измерителя определены дважды: один раз при неизменном напряжении и изменяющемся от показания к показанию токе, а второй — при неизменном по возможности



токе и изменяющемся напряжении. Интересно отметить, что полученные при этом значения приведенных погрешностей отличаются только в сотых долях процента, что служит еще одним подтверждением квадратичности вольт-амперных характеристик преобразователей.

Результаты поверки измерителя мощности показывают, что погрешность его на данном пределе измерения ни для одного значения мощности не превосходит 0,05%, что, очевидно, подтверждает правильность предложенного метода регулировки измерителя по значению расчетного контрольного тока, а также расчета всего прибора в целом.

В табл. 3 сведены результаты поверки на постоянном токе измерителя на всех пределах измерения по току и по напряжению только при номинальном значении измеряемой мощности.

Таблица 3

Пределы измерения по		Приведенные погрешности, %	Пределы измерения по		Приведенные погрешности, %	Пределы измерения по		Приведенные погрешности, %		
току, а	напряжению, в		току, а	напряжению, в		току, а	напряжению, в			
0,04	100	0,08	0,1	20	0,07	0,5	2	0,03		
	50			10			0,07		1	0,00
	20			5		0,05	1	100	0,08	
	10		2	0,1	50	0,03				
	5		1	0,02	20	0,05				
	0,05		2	0,03	0,2	100	0,04	2	100	0,005
10		50	0,04			50			0,05	
5		20	0,06			20			0,08	
2		10	0		10	0				
1		5	0,01		5	0,02				
		2	0,08		2	0,02				
0,1	100	0,015	0,5	100	0,02	1	100	0,03		
	50			50			0,05		50	0,05
				20			0,09		20	0,03
			10	0,08	10		0,03			
			5	0,06	5		0,03			

Поверка на переменном токе произведена при  $\cos \varphi = 1$  калориметрическим методом, обеспечивающим воспроизведение одного и того же значения мощности с погрешностью порядка 0,1%. Измерив с помощью исследуемого измерителя дважды на двух значениях частоты одно и то же значение мощности, по разности показаний исследуемого прибора возможно установить его дополнительную частотную погрешность.

Эта погрешность оказалась в диапазоне частот до 20 кГц соизмеримой с погрешностью образцовой аппаратуры и не могла быть обнаружена.

Очевидно следовало резко увеличить частоту с тем, чтобы установить порядок частотной погрешности. В результате определения погрешности при трех частотах (100, 150 и 200 кГц) был установлен квадратичный ее характер. Максимальная погрешность при верхнем значении частоты оказалась равной 2,7%.

Квадратичность характера частотной погрешности позволяет установить, что при частоте 20 кГц она будет менее 0,03%. Таким образом,

можно сделать вывод, что измерителю мощности можно приписать класс точности 0,1 не только на постоянном токе, но и на переменном при частотах до 20 кгц.

Интересно отметить, что при условии балансировок по току, и в особенности по напряжению, при той частоте, при которой используется измеритель мощности, частотная погрешность его исчезает даже при 200 кгц.

### Выводы

1. Создан термоэлектрический измеритель мощности на 49 пределов измерения от 40 мвт до 200 вт, погрешность которого на постоянном токе и на переменном токе при частотах от 50 до 20 000 гц не превышает 0,1%.

2. Повышение точности достигнуто двумя путями:

а) применением полуавтоматического потенциометра для измерения т. э. д. с. и

б) применением предварительной регулировки (балансировки) измерителя.

3. Предложенный метод балансировки и контроля неизменности сопротивлений заменяет градуировку, а следовательно, и поверку прибора как ваттметра.

4. Прибор позволяет производить измерение мощности без введения поправок на его собственное потребление, причем предусмотрена возможность как измерения мощности, потребляемой в нагрузке, так и мощности, отдаваемой генератором.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Hermsch F. L. a. Williams E. S., J. of Research of NBS, v. 52, N 5, 1954, pp. 227—234.

2. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Термоваттметр высокой точности, «Информационный листок ВНИИК», № 233, 1956 г.; Термоамперметр высокой точности, «Информационный листок ВНИИК», № 360, 1957; Многопредельные термоэлектрические приборы повышенной точности для звукового диапазона частот, Труды институтов Комитета стандартов, вып. 39 (99), 1960.

3. Безикович А. Я., Термоэлектрический метод поверки ваттметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты, Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.

4. V a d e r W., Arch. f. Elektrotechnik, Bd. XXIX, 1935, S. 809—833.

5. Безикович А. Я., Зорин Д. И., О способе компенсации собственного потребления в термоваттметрах, «Измерительная техника», № 8, 1961, стр. 31—35.

Поступила в редакцию

6/1 1961 г.

Е. Д. КОЛТИК  
ВНИИМ

### НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ФАЗ В $90^\circ$

*В статье описан метод измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$ ; приведен вывод основных соотношений, определяющих погрешности метода; даны рекомендации по проектированию фазоиндикаторов сдвига фаз в  $90^\circ$  и использованию их для оценки фазовых соотношений в активных и пассивных четырехполюсниках.*

Трудно переоценить роль приборов и устройств, предназначенных для получения сдвига фаз в  $90^\circ$  между двумя напряжениями. В то же время методы их оценки до настоящего времени нельзя считать окончательно разрешенными, тем более, что требования к точности, частотному диапазону и независимости от внешних воздействий аппаратуры, предназначенной для измерения сдвига фаз в  $90^\circ$ , непрерывно повышаются.

В настоящей статье рассматривается предложенный автором точный метод измерения сдвига фаз в  $90^\circ$ , принципиально отличающийся от уже вошедших в метрологическую практику.

Сущность метода заключается в том, что искомый угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями четырехполюсника, который может быть активным либо пассивным, определяется путем поочередного сравнения фазы каждого из них порознь с фазой третьего напряжения, когерентного с ними и имеющего частоту колебаний значительно выше частоты исследуемых напряжений. Принцип поочередного сравнения может применяться при построении одноканальных фазоиндикаторов  $90^\circ$ -градусного сдвига, являющихся наиболее точными.

Как известно\*, угол сдвига фаз двух электрических колебаний определяется частью периода колебания более высокой частоты, заключенной между ближайшими началами периодов обоих колебаний. При этом началом периода называется момент перехода переменной, зависящей от времени, через нуль в сторону положительных значений.

Угол сдвига фаз двух колебаний с разными частотами зависит от начала отсчета, так как фаза одного колебания непрерывно меняется по отношению к другому. В общем случае отсчет фазовых углов может производиться как по отношению к любому из составляющих колебаний, так и к суммарному.

Два колебания считаются синфазными, если начала периодов обоих

\* Щеголев Е. Я., О разности фаз периодических процессов с рациональным отношением частот и об измерении ее при помощи катодного осциллографа, ЖТФ, т. IV, вып. 1, 1934, стр. 191.

колебаний совпадают. Сдвиг фаз в  $180^\circ$  означает, что начало положительной полуволны колебания высшей частоты отделено от начала положительной полуволны колебания низшей частоты интервалом времени, равным половине периода колебания высшей частоты.

Единственным прибором, получившим широкое применение при измерении угла сдвига фаз между двумя напряжениями, имеющими различные частоты, является электронно-лучевой осциллограф. Фазовые соотношения сравниваемых напряжений определяются из геометрических соотношений по фигурам Лиссажу на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ).

На рис. 1 приведены фигуры Лиссажу, наблюдаемые на экране осциллографа при равных амплитудах отклонения луча по вертикали и

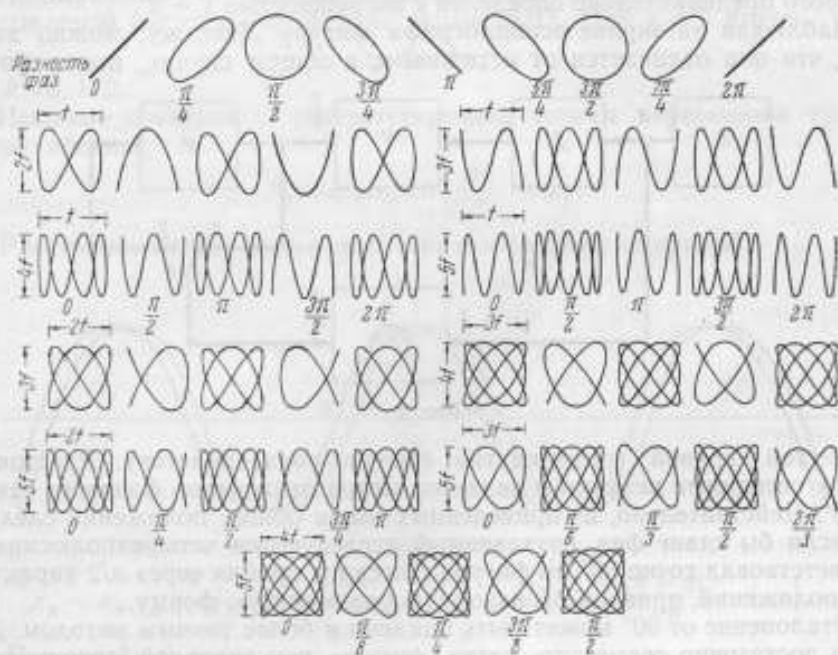


Рис. 1.

горизонтали и синусоидальной форме напряжений. Угол сдвига фаз сравниваемых напряжений определен в долях наименьшего периода.

При всех соотношениях частот, равных  $1:n$ , максимальный угол сдвига фаз  $\varphi_{\max} = 360^\circ$ ; для соотношений, равных  $m:n$ , угол  $\varphi_{\max} = 360^\circ/m$ , где  $m$  и  $n$  — любые целые числа.

В технике фазовых измерений наибольшее распространение получили методы, основанные на сравнении фаз напряжений с соотношением частот вида  $1:n$ . Из рис. 1 видно, что при изменении фазы напряжения высшей частоты на  $360^\circ$  замкнутые фигуры Лиссажу периодически (дважды за период) «вырождаются» в разомкнутые фигуры. В случае же изменения фазы напряжения низшей частоты на  $360^\circ$  разомкнутые фигуры периодически появляются  $2n$  раз через интервалы  $360^\circ/2n$ .

Сущность метода измерения сдвига фаз в  $90^\circ$  поясняется блок-схемой (рис. 2), где  $G$  — генератор, стабилизированный кварцем с частотой колебаний  $f$ ;  $D$  — делитель частоты с коэффициентом деления  $n$  (где  $n$  — четное число);  $K$  — ключ;  $H$  — исследуемый четырехполюсник;  $Y$  — селективный усилитель;  $O$  — осциллограф.



Колебания частотой  $f$  от генератора поступают на делитель частоты и на вертикально-отклоняющие пластины осциллографа. С выхода селективного усилителя (при необходимости может быть использован усилитель мощности) напряжение синусоидальной формы частотой  $f/n$  поступает на горизонтально-отклоняющие пластины осциллографа.

При замыкании ключа в положение 1 и соотношении частот сигналов  $1/n$  с помощью имеющегося в блоке селективного усилителя неградуированного фазовращателя устанавливается разомкнутая фигура Лиссажу, форма которой напоминает синусоиду.

Затем ключ замыкается в положение 2, и на вход канала горизонтальной развертки осциллографа поступает напряжение с выхода исследуемого четырехполюсника, сдвиг фаз в  $90^\circ$  между входом и выходом которого предварительно определен с погрешностью  $1 \pm 2^\circ$ .

Наблюдая на экране осциллографа фигуру Лиссажу, можно заметить, что она отличается от исходной и, в общем случае, имеет форму

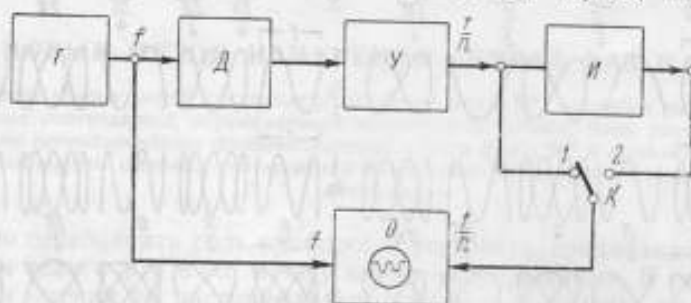


Рис. 2.

замкнутой кривой (разомкнутая фигура раздваивается). Расстояние между соседними ветвями и является мерой отклонения фазового сдвига от  $90^\circ$ . Действительно, из приведенных выше общих положений следует, что если бы сдвиг фаз, создаваемый исследуемым четырехполюсником, соответствовал точно  $90^\circ$ , то фигура Лиссажу, пройдя через  $n/2$  характерных положений, приняла бы исходную разомкнутую форму.

Отклонение от  $90^\circ$  может быть найдено и более точным методом. Для этого достаточно совместить ветви фигуры регулировкой дополнительного фазовращателя с пределами  $\pm 360^\circ/2n$ , включенного в канал горизонтальной развертки осциллографа. Таким фазовращателем может быть цепь, составленная из образцового магазина сопротивления и конденсатора. Сдвиг фаз, создаваемый  $RC$ -цепью, прямо пропорционален изменению емкости либо сопротивления для значений углов  $\pm 3 \div 5^\circ$ . Теоретический расчет показал, что погрешность установки фазовых углов подобными фазовращателями может быть снижена до сотых долей градуса.

Погрешность метода измерения сдвига фаз в  $90^\circ$ , равная  $\Delta\varphi$ , определяется главным образом неточностью совмещения кривых на экране ЭЛТ. Найдем эту погрешность.

Если два синусоидальных напряжения с соотношением частот  $1:n$  (где  $n$  — целое число) воздействуют на две взаимно перпендикулярные пары отклоняющих пластин, то световое пятно на экране ЭЛТ опишет замкнутую кривую линию (рис. 3). Горизонтальное отклонение светового пятна  $x$  и вертикальное  $y$  будут

$$\left. \begin{aligned} x &= U_x S_x \sin(\omega t + \varphi) \\ y &= U_y S_y \sin n\omega t \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $U_x$  и  $U_y$  — напряжения на горизонтальных и вертикальных отклоняющих пластинах ЭЛТ;

$S_x$  и  $S_y$  — чувствительность ЭЛТ в горизонтальном и вертикальном направлениях;

$\varphi$  — угол сдвига фаз между мгновенными напряжениями  $u_x$  и  $u_y$ .

В момент совпадения ветвей фигуры Лиссажу  $\varphi = \frac{\pi}{2n}$  либо  $\varphi = \frac{3\pi}{2n}$ . Отсюда следует, что для определения  $\Delta\varphi$  достаточно найти отклонение угла  $\varphi$  от  $\pi/2n$ .

Из выражений (1) найдем точки пересечения с осью абсцисс кривой, описываемой световым пятном на экране ЭЛТ. При  $y = 0$  имеем

$$\omega t = k\pi,$$

где  $k=0, 1, 2, \dots$

Искомые значения  $x$ , соответствующие точкам пересечения кривой с осью абсцисс,

$$x_k = U_x S_x \sin \left( \frac{k\pi}{n} + \varphi \right).$$

Расстояние между двумя симметричными точками кривой

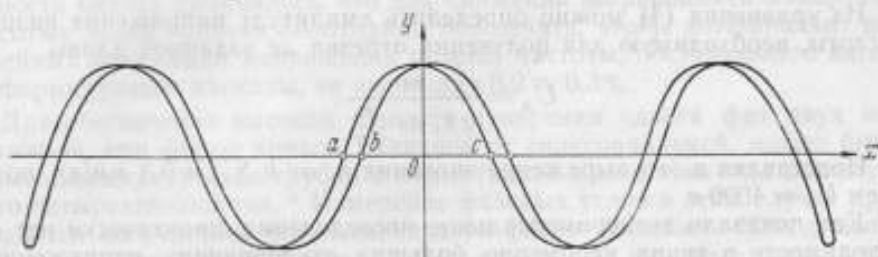


Рис. 3.

$$x_k - x_{k+n} = U_x S_x \sin \left[ \frac{k\pi}{n} + \varphi \right] - U_x S_x \sin \left[ \frac{(k+n)\pi}{n} + \varphi \right]. \quad (2)$$

Примем  $k=0$ , тогда

$$x_0 - x_n = 2U_x S_x \sin \varphi. \quad (3)$$

Подставив в уравнение (3) значение  $\varphi = \pi/2n$ , определим расстояние между точками  $x'_0$  и  $x'_n$

$$x'_0 - x'_n = 2U_x S_x \sin \frac{\pi}{2n}. \quad (4)$$

Из уравнений (3) и (4)

$$\sin \varphi = \frac{x_0 - x_n}{x'_0 - x'_n} \sin \frac{\pi}{2n}.$$

На рис. 3 при  $n$  четном точкам  $x_0$  и  $x_n$  соответствуют  $b, c$ ; а точками  $x'_0$  и  $x'_n$  — соответственно  $a$  и  $c$ .

Отклонение угла сдвига фаз  $\varphi$  от  $\pi/2n$  составит

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2n} - \varphi$$

или

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2n} - \arcsin \left[ \frac{bc}{ac} \sin \frac{\pi}{2n} \right].$$

При достаточно больших значениях  $n$

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2n} \left( 1 - \frac{bc}{ac} \right).$$

Принимая во внимание, что отрезки  $ac$  и  $bc$  в худшем случае отличаются друг от друга не более чем на 1 мм, т. е. на ширину светового пятна на экране ЭЛТ, выражение для определения погрешности измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  будет иметь следующий вид:

$$\Delta\varphi = \frac{90^\circ}{nac}. \quad (5)$$

Как следует из выражения (5), погрешность измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  зависит в основном от значения  $n$  и геометрической длины отрезка  $ac$ .

При выборе значения  $n$  следует принимать во внимание фазоустойчивость всей цепи в целом, которая определяется нестабильностью частоты генератора и деталей цепи. Опыты показывают, что при отношении частот сравниваемых напряжений более 200 необходимо использовать генераторы, нестабильность частоты которых не превышает  $10^{-6}$ .

Длина отрезка  $ac$  определяется усилением канала горизонтальной развертки и диаметром экрана ЭЛТ. Например, если  $n = 180$  и  $ac = 50$  мм, то  $\Delta\varphi = 0,01^\circ$ .

Из уравнения (4) можно определить амплитуду напряжения низшей частоты, необходимую для получения отрезка  $ac$  заданной длины

$$U_x = \frac{ac}{2S_x \sin \frac{\pi}{2n}}.$$

Подставляя в это выражение значения  $n$ ,  $ac$  и  $S_x (\approx 0,3$  мм/в), получаем  $U_x \approx 4000$  в.

Как показали экспериментальные исследования, практически нет необходимости в таких непомерно больших отклоняющих напряжениях, так как на вытянутость фигуры влияет главным образом крутизна кривой напряжения  $u_x$  в точках перехода через нуль. Поэтому напряжение, поступающее к горизонтально-отклоняющим пластинам трубки, может иметь трапециевидную форму. Для получения такого напряжения были опробованы различные формирующие цепи. Наиболее подходящими оказались двухсторонние симметричные ограничители.

Принимая во внимание, что для измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  достаточно просматривать совмещение ветвей одной — двух петель фигуры, крутизна фронта трапециевидного напряжения с максимальным значением  $U_T$  должна быть

$$S > \frac{2U_T}{T},$$

где  $T$  — период колебаний напряжения высшей частоты.

Амплитуда напряжения трапециевидной формы, входящая в это выражение,

$$U_T > \frac{ac}{S_x}.$$

Так, если  $ac = 50$  мм, а  $S_x \approx 0,3$  мм/в, то  $U_T \approx 166$  в.

Следует заметить, что отклонение светового пятна на длину отрезка  $ac$  может быть получено и при еще меньших значениях отклоняющего напряжения  $U_T$  за счет повышения чувствительности ЭЛТ в 2—3 раза (в результате уменьшения ее анодного напряжения).

В ходе экспериментов было обнаружено, что если фазовые нестабильности элементов цепи, происходящие в течение сравнительно больших отрезков времени (часы, дни), не влияют на точность метода, то этого нельзя сказать о кратковременных нестабильностях, происходящих на протяжении секунд или долей секунды. Для исключения этих кратковременных нестабильностей, которые могут привести к дополнительным погрешностям измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  и к размытости картины на экране ЭЛТ, необходимо свести к минимуму колебания сравниваемых напряжений относительно нуля, а также по возможности снизить уровень мешающих напряжений. Если незначительные колебания вспомогательного напряжения, служащего для бокового сдвига осциллограммы, не оказывали влияния на точность измерения, то изменения сравниваемых напряжений приводили к дополнительным погрешностям. Поэтому должны быть приняты меры к поддержанию их постоянными в пределах  $1 \pm 2\%$ .

Для обеспечения высокой фазоустойчивости фигур Лиссажу в качестве генератора колебаний частотой  $f$  был использован образцовый генератор лаборатории времени ВНИИМ.

Напряжение частотой  $f/n$  поступало от делителей частоты, входящих в комплект этого же генератора.

В результате исследования влияния гармонических составляющих на точность метода выяснилось, что для снижения погрешностей измерения до сотых долей градуса необходимо обеспечить, чтобы коэффициент нелинейных искажений напряжения низшей частоты, поступающего затем на формирующие каскады, не превышал  $0,2 \pm 0,3\%$ .

Для обеспечения высокой точности измерения сдвига фаз двух напряжений, при форме кривой, отличной от синусоидальной, может быть применена двухлучевая трубка с коммутацией входа и выхода исследуемого четырехполюсника. \* Измерение фазовых углов в этом случае производится посредством совмещения двух фигур Лиссажу. Метод двойных фигур Лиссажу позволяет использовать в измерительной цепи элементы, имеющие плоские фазовые характеристики. Отсутствие определенных требований к форме кривой питающего напряжения исключает применение высокоселективных цепей, которые в основном являются источниками фазовых нестабильностей фазометрической аппаратуры.

Рассмотренный в настоящей статье метод был использован для оценки погрешностей интегрирующих и дифференцирующих усилителей, входящих в качестве основных узлов в широкополосные электронные фазовращатели.

Из всего сказанного выше можно сделать следующие выводы:

1. Метод измерения сдвига фаз в  $90^\circ$  посредством поочередного сравнения фазы исследуемых напряжений с фазой напряжения более высокой частоты может быть использован для определения отклонения угла сдвига фаз от  $90^\circ$  в квадратурных усилителях, пассивных четырехполюсниках, обеспечивающих постоянный сдвиг фаз в  $90^\circ$  в широком диапазоне частот, для определения фазовой погрешности катушек взаимной индуктивности и т. п., а также при установке сдвига фаз в  $90^\circ$  в различных цепях переменного тока звукового и ультразвукового диапазонов частот.

\* Колтук Е. Д., Калибратор фазы звукового диапазона частот, Авт. свид. № 134727, 28/III 1960 г.



2. При достаточно больших отношениях частот погрешности измерения сдвига фаз в  $90^\circ$  не превышают сотых долей градуса, что в значительной мере удовлетворяет требованиям практики, особенно при повышенных частотах.

3. Устройства, построенные на основе этого метода, не требуют предварительной и периодической поверки.

4. Использование для целей измерения угла сдвига фаз двойных фигур Лиссажу снижает требования к фазовой стабильности узлов и деталей устройства, так как отпадает необходимость в цепях, имеющих фазовые характеристики с большой крутизной.

Поступила в редакцию

22/III, 1961 г.

При измерении угла сдвига фаз в  $90^\circ$  погрешности измерения зависят от частоты и отношения частот. В работе рассмотрены различные методы измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  и предложены устройства для измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  с помощью двойных фигур Лиссажу. Показано, что при использовании двойных фигур Лиссажу погрешности измерения угла сдвига фаз в  $90^\circ$  не превышают сотых долей градуса при достаточно больших отношениях частот. Устройства, построенные на основе этого метода, не требуют предварительной и периодической поверки. Использование для целей измерения угла сдвига фаз двойных фигур Лиссажу снижает требования к фазовой стабильности узлов и деталей устройства, так как отпадает необходимость в цепях, имеющих фазовые характеристики с большой крутизной.

## ФАЗОВРАЩАТЕЛИ НА ДЛИННЫХ ЛИНИЯХ С ПЛАВНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ УГЛА СДВИГА ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕЛЕЙ

П. Н. ГОРЮНОВ  
ВНИИМ

*В статье рассмотрены некоторые возможности создания измерительных фазовращателей без подвижных частей, основанных на использовании длинных линий типа LC и работающих при повышенных частотах (порядка звуковых и выше) с погрешностью установки угла сдвига порядка 5°.*

При решении многих технических задач необходимо преобразовывать электрические напряжения одного вида в другой. Часто эти преобразования имеют тригонометрический характер и обычно осуществляются при помощи фазовращателей с подвижными частями. Хотя такие фазовращатели достигли большого совершенства, но они обладают и серьезными недостатками, главные из которых: недостаточная надежность из-за наличия подвижных частей (иногда подвижных контактов) и значительная погрешность установки угла сдвига (обычно более 1°).

Большой интерес для измерительной техники представляют фазовращатели на длинных линиях, применяемые на повышенных частотах с погрешностью установки угла сдвига  $< 1^\circ$ . Примером может служить образцовый фазовращатель [1] на 400 гц с пределом изменения угла сдвига  $0 \div 180^\circ$  и погрешностью установки угла  $0,01^\circ$ . Он состоит из длинной линии типа LC (12 звеньев по  $14,6^\circ$  и 3 звена по  $4,3^\circ$ ) и из RC-цепи для тонкой регулировки угла сдвига.

Изменение угла сдвига в этом фазовращателе достигается при помощи переключателей и подвижных контактов, которые позволяют изменять число и сочетание действующих звеньев и реактивностей в схеме.

Другим примером являются образцовые фазовращатели на длинных линиях типа LC, работающие, например, при частотах 40 и 80 кГц, с пределом измерения до  $360^\circ$  [2]. Различный угол сдвига в таких линиях также получается путем изменения числа звеньев при помощи подвижных контактов, а погрешность установки угла сдвига оценивается в  $0,25^\circ$ .

В настоящее время становится актуальной задача осуществления измерительных фазовращателей без подвижных частей, особенно необходимых для измерительных автоматических устройств. Такой фазовращатель уже использовался, например, для управления работой тиратронов [3] в промышленных условиях. Схема его (а) и векторная диаграмма (б), поясняющая его работу, приведены на рис. 1. На этом рисунке видно, что

при изменении индуктивности  $L$  вектор выходного напряжения  $U_{OP}$  между точками  $O$  и  $P$  будет изменять свое положение на диаграмме, оставаясь постоянным по величине.

Изменение индуктивности  $L$  здесь достигается изменением постоянного тока подмагничивания  $I_n$ , что позволяет осуществить фазовращатель без подвижных частей.

В настоящей статье рассматриваются возможные схемы фазовращателей без подвижных частей на длинных линиях с плавным изменением угла сдвига фаз  $\varphi$ , особенно пригодных для работы при повышенных частотах.

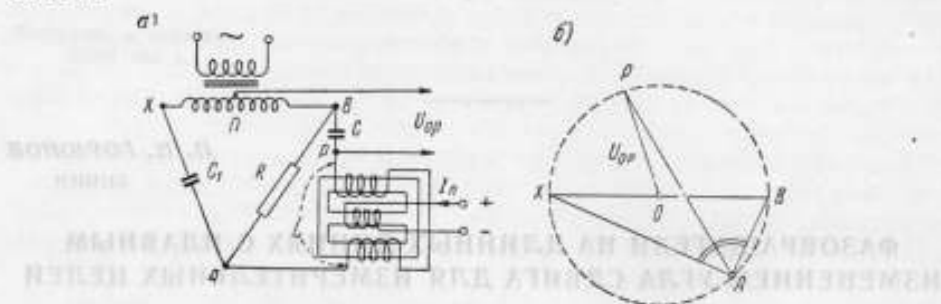


Рис. 1.

Фазовращатели на длинных линиях могут быть со звеньями типа  $RC$  или  $LC$  [4]. В случае линии типа  $RC$  (рис. 2, а) угол сдвига фаз  $\varphi_0$  между напряжениями  $U_1$  и  $U_k$ , равный  $180^\circ$ , получается при частоте входного напряжения

$$f_0 = \frac{\pi}{R'C'k_0^2} \quad (1)$$

и числе звеньев линии  $k_0$ .

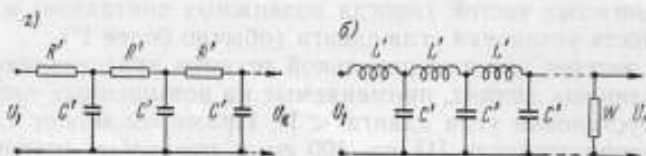


Рис. 2.

При числе звеньев  $k$  и угловой частоте  $\omega_0$

$$\varphi = \sqrt{\frac{\omega_0 R' C' k^2}{2}} = 180 \frac{k}{k_0}. \quad (2)$$

Если частота  $f$  входного напряжения  $U_1$  не равна  $f_0$ , то

$$\varphi = \sqrt{\pi f R' C' k_0^2} = \pi \sqrt{\frac{f}{f_0}}. \quad (3)$$

При  $f = 4f_0$  линия из 18 звеньев даст дискретные значения  $\varphi$  (через  $20^\circ$ ) в интервале  $0 \div 360^\circ$ .

В линии типа  $LC$  (рис. 2, б), замкнутой на волновое сопротивление  $W = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ , устанавливаются бегущие волны. При этом амплитуда

напряжения вдоль линии будет меняться по экспоненте, а фаза — от звена к звену. Тогда для  $\varphi_0 = 180^\circ$

$$f_0 = \frac{1}{2k_0 \sqrt{L'C'}} \quad (4)$$

При числе звеньев  $k$

$$\varphi = \omega_0 k \sqrt{L'C'} = 180 \frac{k}{k_0} \quad (5)$$

Затухание

$$\frac{U_k}{U_1} = e^{-\frac{R'}{2W} k} \quad (6)$$

где  $R'$  — активное сопротивление звена.

Если  $f \neq f_0$ , то

$$\varphi = 2\pi f k_0 \sqrt{L'C'} = \pi \frac{f}{f_0} \quad (7)$$

При числе звеньев  $k_0 = 18$  угол сдвига фаз  $\varphi$  будет получаться в интервале  $0 \div 360^\circ$  (через  $20^\circ$ ), если  $f = 2f_0$ . Линия типа  $LC$  более выгодна как в отношении частотной зависимости, так и в отношении меньшего затухания. Она особенно пригодна для использования в фазовращателях на длинных линиях с плавным изменением угла  $\varphi$ .

#### Фазовращатели с плавным изменением угла $\varphi$

Из формулы (7) следует, что плавное изменение угла  $\varphi$  возможно за счет изменения индуктивности  $L'$ , емкости  $C'$  или частоты  $f$ .

Плавное изменение угла  $\varphi$  желательно получать, используя меняющееся по определенному закону напряжение постоянного тока. Такой фазовращатель был бы управляемым, т. е. угол  $\varphi$  был бы связан известной зависимостью с некоторой интересующей нас переменной величиной, преобразованной в напряжение постоянного тока.

Принципиально для этой цели можно воспользоваться схемой, изображенной на рис. 3. Здесь к длинной линии подводится напряжение  $U_1$ , например от звукового генератора  $ЗГ$ , а изменение угла  $\varphi$  наблюдается на экране электронного осциллографа  $ЭО$ . В этой схеме предусматривается одновременное изменение индуктивности во всех звеньях линии путем изменения магнитной индукции в сердечнике, на котором размещены обмотки  $L'$ .

В схеме рис. 3 будут действовать три тока: возбуждения  $I_n$ , подмагничивания  $I_m$  и управления  $I_y$ .

При определенном значении тока  $I_n$  будут соблюдаться зависимости

$$\varphi = f_1(L) = f_2(\mu) = f_3(I_y) \quad (8)$$

и, регулируя ток  $I_y$ , можно плавно изменять угол сдвига фаз напряжений  $U_1$  и  $U_k$ . Изменение будет происходить в соответствии с кривой магнитной проницаемости  $\mu = f(cI_n)$ , где  $c$  — коэффициент пропорциональности. Эта кривая изображена на рис. 4 и свойственна материалу сердечника электромагнита. Начальную рабочую точку  $A$  на характеристике рисунка можно выбирать, изменяя ток  $I_n$ . Желательно, чтобы изменение  $\Delta\varphi$  угла сдвига было линейно связано с изменением управляющего тока  $I_y$  при постоянном выходном напряжении  $U_{вых}$ , как показано на рис. 5.



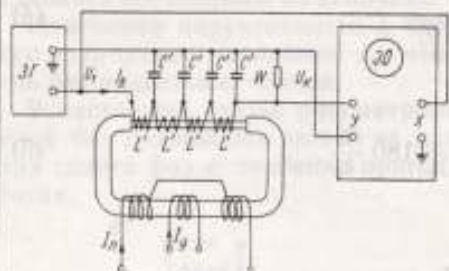


Рис. 3.

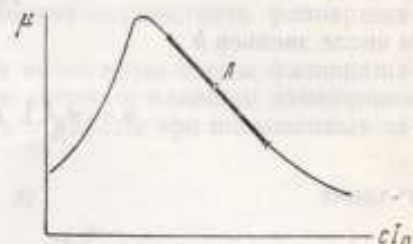


Рис. 4.

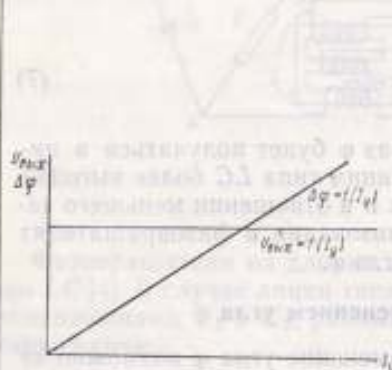


Рис. 5.

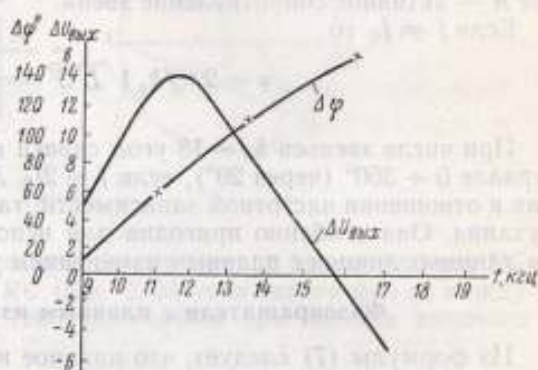


Рис. 6.

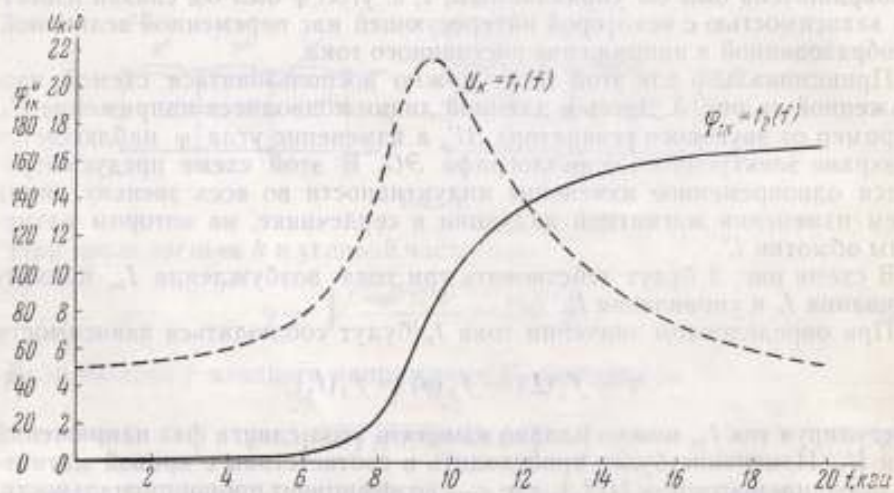


Рис. 7.

В результате исследования цепи рис. 3 были получены зависимости  $\Delta\varphi$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  от частоты при одновременном изменении  $I_y$  (от 0 до 20 ма), представленные на рис. 6 для случая  $U_1 = \text{const}$  и  $I_n = 0$ .

При некоторой частоте выходное напряжение с изменением  $I_y$  изменяется мало ( $\Delta U \approx 0$ ). Целесообразно рассчитать линию так, чтобы это явление имело место при рабочей частоте, которую можно менять в широких пределах, изменяя параметры линии. В нашем случае рабочая частота  $f_0$  равнялась 15,7 кГц и линия характеризовалась следующими данными: при  $I_y = 0$ ,  $\varphi = 155^\circ$  и при  $I_y = 23$  ма,  $\varphi = 5^\circ$ , выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 12,7$  в. Следовательно, при неизменном выходном напряжении было получено приращение угла сдвига  $\Delta\varphi$ , равное  $150^\circ$ .

Сердечники, на которых размещены катушки  $L'$ , изготовленные из феррита (диаметр 2,8 мм, длина около 10 мм), замыкались ярмом из электротехнической стали. Индуктивность  $L'$  в нашем случае была около 2 мГн, а емкость  $C' \approx 10^4$  пф.

Следует отметить, что цепь по рис. 3 в режиме холостого хода в отношении зависимости  $U_{\text{вых}}$  и  $\varphi_{1k}$  от частоты ведет себя аналогично резонансному контуру (рис. 7). Кривые на рис. 7 получены при  $U_1 = \text{const} =$

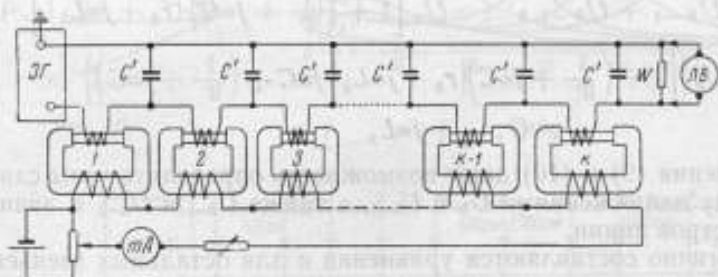


Рис. 8.

$= 5$  в,  $I_n = 0$  и  $I_y = 0$ . Однако между цепью рис. 3 и резонансным контуром есть существенная разница, которая заключается в том, что при наибольшем значении  $U_{\text{вых}}$  угол  $\varphi_{1k}$  не равен нулю, как в случае резонансного контура, а близок к  $90^\circ$ . Скорость изменения угла  $\varphi_{1k}$  с частотой в этой области достаточно велика и угол сдвига, равный  $90^\circ$ , можно установить с точностью до нескольких минут.

#### Уравнения напряжений линий типа LC

При анализе схемы рис. 3 необходимо иметь в виду, что катушки  $L'$  могут заметным образом взаимодействовать друг с другом. Кроме того, магнитный поток, вызываемый переменным током возбуждения  $I_n$ , будет индуцировать в обмотках постоянных токов  $I_n$  и  $I_y$  значительную переменную э. д. с., если число витков этих катушек велико. Тогда при малом сопротивлении цепей токов  $I_n$  и  $I_y$  в них будет циркулировать заметный переменный ток, вызывающий изменение значений индуктивности  $L'$ .

Для устранения этих влияний звенья линии можно сделать не на общем сердечнике, а отдельно друг от друга, как указано, например, на рис. 8, где ЭГ — звуковой генератор, а ЛВ — ламповый вольтметр.

В цепях постоянных токов должно быть предусмотрено соответствующее ограничивающее сопротивление для уменьшения индуцированных переменных токов.

Анализ схемы удобнее начать с ее конечной части. Для двух последних звеньев, изображенных на рис. 9, справедливы уравнения

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{k,k-1} &= \dot{I}_k (r_k + j\omega L_k); & \dot{I}_k &= \dot{U}_k \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) \\
 \dot{U}_{k,k-1} &= \dot{U}_k \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) (r_k + j\omega L_k) \\
 \dot{U}_{k-1} &= \dot{U}_{k,k-1} + \dot{U}_k = \dot{U}_k \left[ 1 + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) (r_k + j\omega L_k) \right] \\
 \dot{U}_{k-1,k-2} &= \dot{I}_{k-1} (r_{k-1} + j\omega L_{k-1}); & \dot{I}_{k-1} &= \dot{U}_{k-1} j\omega C + \\
 & & & + \dot{U}_k \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) \\
 \dot{U}_{k-1,k-2} &= \dot{U}_k \left\{ \left[ 1 + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) (r_k + j\omega L_k) \right] j\omega C + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) \right\} \times \\
 & & & \times (r_{k-1} + j\omega L_{k-1}) \\
 \dot{U}_{k-2} &= \dot{U}_{k-1} + \dot{U}_{k-1,k-2} = \dot{U}_k \left[ 1 + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) (r_k + j\omega L_k) \right] + \\
 & & & + \dot{U}_k \left\{ \left[ 1 + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) (r_k + j\omega L_k) \right] j\omega C + \left( \frac{1}{W} + j\omega C \right) \right\} \times \\
 & & & \times (r_{k-1} + j\omega L_{k-1}).
 \end{aligned} \tag{9}$$

Уравнения (9) и (10) дают возможность определить углы сдвига  $\varphi_k$  и  $\varphi_{k-1}$  между напряжениями  $U_k$  и  $U_{k-1}$ , а также  $U_{k-1}$  и  $U_{k-2}$  в зависимости от параметров линии.

Аналогично составляются уравнения и для остальных звеньев линии.

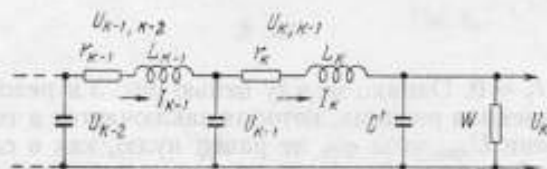


Рис. 9.

Векторная диаграмма для схемы рис. 9, изображенная на рис. 10, дает представление о конструировании цепи для получения желаемых углов  $\varphi_k$  и  $\varphi_{k-1}$ .

Развитие векторной диаграммы для большого числа звеньев показывает, что годограф векторов напряжения  $U_1, U_2, \dots, U_{k-1}, U_k$  на емкостях  $C'$  идет спирально (см. далее рис. 12).

#### Возможности получения значительных изменений углов сдвига фаз

Для наших целей важно получить значительное приращение углов сдвига фаз при изменении тока  $I_y$ . Как ранее указывалось, плавная регулировка угла сдвига  $\varphi_i$  в линии  $LC$  может быть получена путем изменения магнитной проницаемости  $\mu$  сердечников катушек индуктивности  $L'$ . Из векторной диаграммы рис. 10 следует, что значение угла сдвига  $\varphi_i$  для любого звена линии зависит от вектора  $I_i(r_i + j\omega L_i)$  и при  $r_i \ll \omega L_i$  определяется индуктивностью  $L_i$ , так как  $\omega = \text{const}$ .

Можно предположить, что приращение  $\Delta\varphi_i$  угла сдвига связано линейно с изменением проницаемости  $\mu$ , тогда кривая  $\varphi_i = f(I_y)$  будет ана-

логична кривой  $\mu = f(cI_n)$ . Характер приведенных на рис. 11 экспериментальных кривых  $\varphi_i = f(I_y)$ , снятых для различных звеньев линии типа LC, подтверждает это предположение. На рисунке видно также, что максимумы кривых  $\varphi_i = f(I_y)$  для различных звеньев не совпадают друг

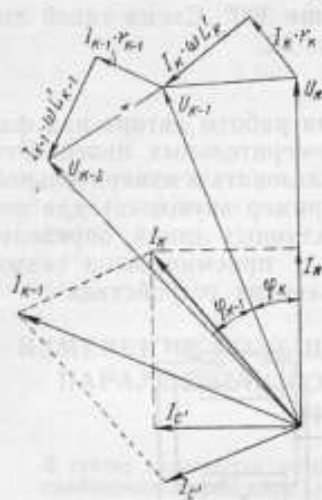


Рис. 10.

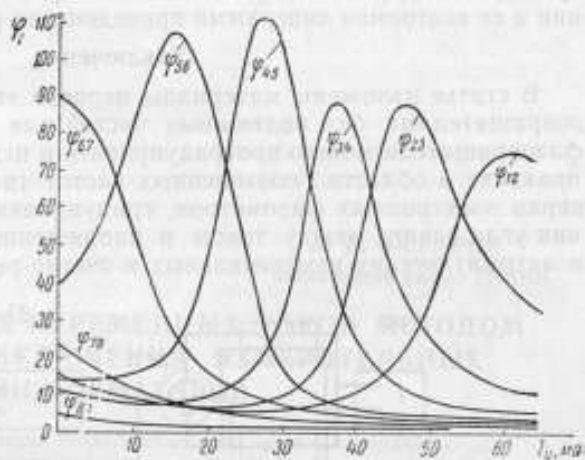


Рис. 11.

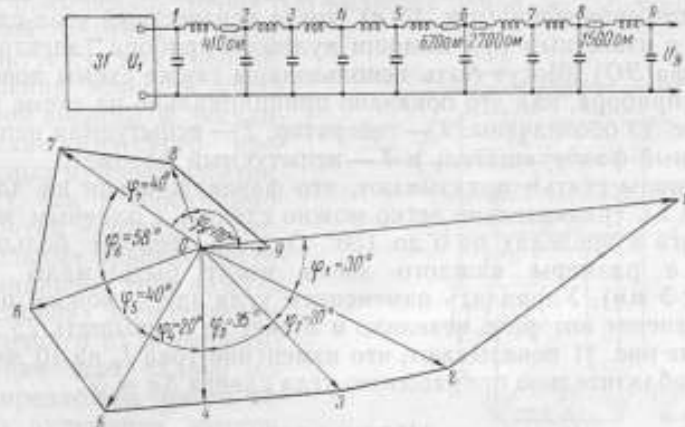


Рис. 12.

с другом и наступают для каждого звена при своем токе  $I_{y_i}$ . Так, например, максимум угла сдвига  $\varphi_{45}$  между входным и выходным напряжениями четвертого звена наступает при  $I_y = 28$  ма,  $\varphi_{34} - I_y = 38$  ма и т. д.

Это обстоятельство приводит к заключению, что суммарное значение приращения сдвига в нескольких звеньях  $\Sigma \Delta \varphi_i$  не будет равно арифметической сумме значений  $\varphi_i$  отдельных звеньев.

Рассматривая кривые рис. 11, можно также сделать заключение, что целесообразнее использовать положительное приращение  $\Delta \varphi_i$  (левые, восходящие участки кривых), так как здесь зависимость  $\varphi_i = f(I_y)$  лучше приближается к линейной. Например, в четвертом звене эта линейность будет приблизительно соблюдаться в пределах от 30 до 110°, т. е. можно воспользоваться приращением угла сдвига  $\Delta \varphi_{45} \approx 90^\circ$  при изменении  $I_y$  от



18 до 28 ма. Следует также иметь в виду, что из-за разных знаков приращений  $\Delta\varphi_i$  суммарное значение  $\Sigma\Delta\varphi_i$  для нескольких звеньев может только незначительно отличаться от  $\Delta\varphi_i$  отдельного звена. Тем не менее, подбирая параметры линии, можно уже при восьми звеньях получить суммарное приращение угла сдвига  $\Sigma\Delta\varphi_i$  больше  $360^\circ$ . Схема такой линии и ее векторная диаграмма приведены на рис. 12.

### Заключение

В статье изложены материалы первого этапа работы автора над фазовращателями без подвижных частей для измерительных целей. Эти фазовращатели можно проградуировать и использовать в измерительной практике в области повышенных частот (например звуковых) для проверки электронных фазометров, градуировки длинных линий, определения угла сдвига между током и напряжением у приемников, а также в автоматических измерительных и счетно-решающих устройствах.

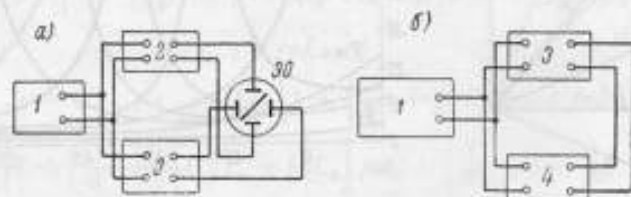


Рис. 13.

Для градуировки и применения фазовращателя может быть использован метод сравнения (рис. 13, а), когда неизвестный угол сдвига сравнивается с известным при помощи нулевого прибора (электронного осциллографа ЭО). Могут быть использованы также схемы проверки и без нулевого прибора, как это показано принципиально на схеме рис. 13, б.

На рис. 13 обозначены: 1 — генератор, 2 — испытуемая цепь, 3 — градуированный фазовращатель и 4 — испытуемый фазометр.

Материалы статьи показывают, что фазовращатели на длинных линиях типа LC сравнительно легко можно сделать с плавным изменением угла сдвига в пределах от 0 до  $150^\circ$ . Они не требуют большого числа звеньев, а размеры каждого звена могут быть малы (например  $30 \times 25 \times 5$  мм). Управлять изменением угла здесь можно постоянным током, значение которого невелико и может не превышать 25 ма.

Кривые рис. 11 показывают, что изменение тока  $I_p$  на 10 мка соответствует приблизительно приращению угла сдвига  $\Delta\varphi \approx 5'$ .

### ЛИТЕРАТУРА

1. Park I. H. and Cones H. N., Phase Angle Master Standard, J. of Res. of the NBS, v. 64 C, № 3, 1960.
2. Schulck O. Hugo, Standard Lag Line for Phase Measurement, J. of the Acoustical Society of America, v. 20, № 1, 1948.
3. Brown W. I., Wide-Angle Phase Shifter for Industrial controls, Electronics, v. 28, 1955, p. 189.
4. Асеев Б. П., Фазовые соотношения в радиотехнике, Связьиздат, 1954.

Поступила в редакцию  
3/VIII 1961 г.

Б. В. ЗАХАРОВ

Свердловский филиал ВНИИМ

### ИЗМЕРЕНИЕ БОЛЬШИХ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ МЕТОДОМ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

*В статье излагаются результаты теоретического и экспериментального исследования метода параллельного включения измерительных трансформаторов, применяемого для измерения больших переменных токов.*

Разработка методов и аппаратуры для измерения больших переменных токов с повышенной точностью является одной из основных задач измерительной техники. Постановка ее диктуется как требованием повышения точности учета электрической энергии и регулирования технологического процесса в мощных дуговых электрических печах, так и необходимостью разработки методики проверки измерительных трансформаторов на номинальные токи до 50 кА и выше в условиях эксплуатации. В качестве одного из возможных путей решения этой задачи может быть предложен метод параллельного включения измерительных трансформаторов.

На рис. 1 представлена принципиальная схема соединений при измерении переменного тока с помощью группы из  $n$  трансформаторов. Измеряемый ток  $I_{\Sigma}$  разветвляется на  $n$  параллельных ветвей, в каждую из которых включается измерительный трансформатор. Одноименные выводы вторичных обмоток всех трансформаторов объединяются на клеммах первичной обмотки вспомогательного суммирующего трансформатора тока  $ТТ_{\Sigma}$ , вторичная обмотка которого замыкается на измеритель  $I$ .

Чтобы в данном случае выполнить необходимые условия правильного образования суммы токов, требуется, как известно, равенство номинальных коэффициентов трансформации всех трансформаторов группы.

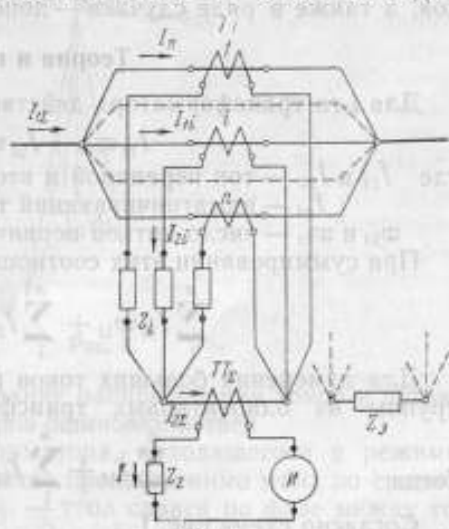


Рис. 1.

Практически удобнее составить группы из однотипных трансформаторов с одинаковым номинальным первичным током, равным  $I_{2ном}/n$ , где  $I_{2ном}$  — номинальный ток неразветвленной части цепи. В этом случае распределение тока  $I_{1i}$  в ветвях должно быть таким, чтобы токи  $I_{1i}$  каждой отдельной ветви не превышали допустимых для трансформаторов.

Так как в большинстве случаев номинальный вторичный ток трансформаторов и номинальный ток измерителей равен  $5a$ , необходим вспомогательный трансформатор с номинальным коэффициентом трансформации  $\frac{n \cdot 5}{5} a$ .

С целью анализа схемы трансформатор  $TT_2$  возможно заменить эквивалентным сопротивлением. Сердечник этого трансформатора изготавливается, как правило, из пермаллоя, а индукция в нем не превышает сотых долей  $вб/м^2$ . Поэтому активные потери в стали и намагничивающий ток суммирующего трансформатора можно при указанной замене не учитывать. В данном случае это связано с пренебрежимо малой погрешностью. В результате комплекс эквивалентного сопротивления трансформатора  $TT_2$  может быть определен по формуле

$$Z_0 = Z_1 + \frac{Z_2}{k^2},$$

где  $Z_1$  — комплекс сопротивления первичной обмотки;

$Z_2$  — комплекс сопротивления вторичной цепи;

$k$  — коэффициент трансформации.

Комплекс сопротивления  $Z_i$  включает в себя сопротивление вторичной обмотки  $i$ -го трансформатора, сопротивление соединительных проводников, а также в ряде случаев — дополнительное сопротивление.

### Теория и погрешности

Для  $i$ -го трансформатора действительно соотношение

$$I_{1i} \omega_{1i} + I_{2i} \omega_{2i} = I_{0i} \omega_{1i},$$

где  $I_{1i}$  и  $I_{2i}$  — ток первичной и вторичной обмоток;

$I_{0i}$  — намагничивающий ток;

$\omega_{1i}$  и  $\omega_{2i}$  — число витков первичной и вторичной обмоток.

При суммировании этих соотношений для  $n$  ветвей получим

$$\sum_1^n I_{1i} \omega_{1i} + \sum_1^n I_{2i} \omega_{2i} = \sum_1^n I_{0i} \omega_{1i}.$$

Для измерения больших токов практически имеет смысл составлять группы из одновитковых трансформаторов; в этом случае  $\omega_{1i} = 1$ .

Тогда 
$$\sum_1^n I_{1i} + \sum_1^n I_{2i} \omega_{2i} = \sum_1^n I_{0i}. \quad (1)$$

Согласно схеме рис. 1

$$I_{12} = \sum_1^n I_{1i}; \quad I_{22} = \sum_1^n I_{2i}. \quad (2)$$

Из уравнений (1) и (2) следует, что погрешности измерения тока  $I_{12}$  с помощью группы из  $n$  трансформаторов, вторичные токи которых, суммируясь на сопротивлении  $Z_0$ , образуют ток  $I_{22}$ , определяются суммой векторов намагничивающих токов всех трансформаторов, а также фактическим количеством витков вторичных обмоток. В дальнейшем эти погрешности будут именоваться погрешностями группы трансформаторов.

С целью анализа погрешностей группы из  $n$  трансформаторов были

построены векторные диаграммы первичных токов (рис. 2) и  $i$ -го трансформатора группы (рис. 3).

Распределение тока  $I_{1i}$  в ветвях определяется комплексным сопротивлением  $r_i + jx_i$  отдельных ветвей, где  $r_i$  — активное сопротивление,  $x_i$  — индуктивное сопротивление  $i$ -й ветви. Если принять ток первой ветви  $I_{11}$  за исходный, то угол сдвига фаз между током  $I_{1i}$   $i$ -й ветви и током  $I_{11}$  первой ветви

$$\varphi_i = \arctg \frac{x_i}{r_i} - \arctg \frac{x_1}{r_1}. \quad (3)$$

Сопротивление  $i$ -й ветви равно сумме сопротивления ошиновки и эквивалентного сопротивления трансформатора данной ветви. Расчет и опыт показывают, что для многоамперных трансформаторов тока первое сопротивление больше второго, а при соответствующем току сечении ошиновки индуктивное сопротивление больше активного. Благодаря

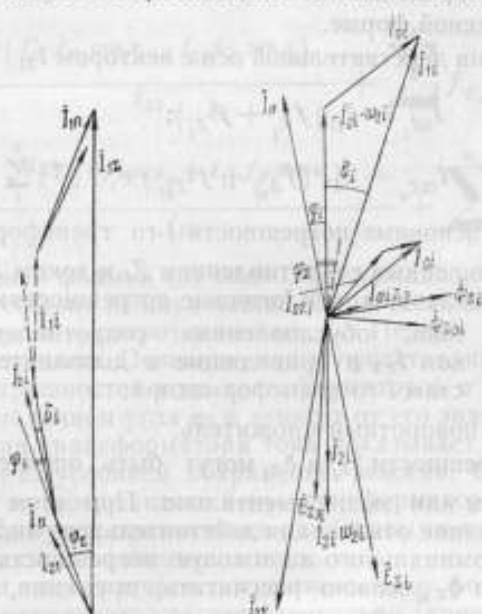


Рис. 2.

Рис. 3.

этому возможно известное регулирование распределения токов в ветвях путем изменения положения и размеров ошиновки ветвей.

Угловая погрешность  $\delta_i$  трансформатора, находящегося в режиме, близком к короткому замыканию, обычно пренебрежимо мала по сравнению с углами  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  (рис. 2), где  $\varphi_2$  — угол сдвига по фазе между токами  $I_{12}$  и  $I_{11}$ . Поэтому вторичные токи  $I_{2i}$  и  $I_{2x}$  построены на векторной диаграмме (рис. 3) без учета угловой погрешности  $\delta_i$ . Векторная диаграмма построена для случая, когда  $\omega_{1i} = 1$ .

Намагничивающий ток  $I_{0i}$  построен путем сложения двух его составляющих. Составляющая  $I_{02i}$  необходима для создания потока  $\Phi_{2i}$ , который индуцирует в обмотке  $\omega_{2i}$  э. д. с.  $\vec{E}_{Z_{2i}}$ , преодолевающую падение напряжения  $I_{2i}Z_i$ . Составляющая  $I_{01i}$  создает поток  $\Phi_{1i}$ , который индуцирует в обмотке  $\omega_{1i}$  э. д. с.  $\vec{E}_{Z_{1i}}$ , преодолевающую падение напряжения  $I_{1i}Z_i$ .



Из векторной диаграммы обычного некомпенсированного трансформатора тока, находящегося в режиме, близком к короткому замыканию, следует, что его погрешности с пренебрежимо малой ошибкой можно выразить так:

$$f = \frac{a}{I_1}, \quad \delta = \frac{b}{I_1},$$

где  $f$  — токовая погрешность в относительных единицах;

$\delta$  — угловая погрешность в радианах;

$a$  — проекция м. д. с. холостого хода на направление вектора  $I_1$ ;

$b$  — проекция м. д. с. холостого хода на направление, перпендикулярное к  $I_1$ .

Если разложить погрешности  $i$ -го трансформатора на основные и дополнительные, то представляется возможным выразить составляющие тока  $\dot{I}_{0i}$  в комплексной форме.

При совмещении действительной оси с вектором  $\dot{I}_{2i}$

$$\dot{I}_{0Z_i} = I_{1i} (f_{Z_i} + j\delta_{Z_i});$$

$$\dot{I}_{0Z_s} = I_{2i} (f_{Z_{si}} + j\delta_{Z_{si}}) e^{(\varphi_i - \varphi_s)j},$$

где  $f_{Z_i}$  и  $\delta_{Z_i}$  — основные погрешности  $i$ -го трансформатора, обусловленные сопротивлением  $Z_i$  и током  $\dot{I}_{2i}$ ;

$f_{Z_{si}}$  и  $\delta_{Z_{si}}$  — величины, аналогичные погрешностям трансформатора тока, обусловленные сопротивлением  $Z_s$  и током  $\dot{I}_{2i}$  и приводящие к дополнительным погрешностям  $i$ -го трансформатора;

$e^{(\varphi_i - \varphi_s)j}$  — поворотный множитель.

Основные погрешности  $f_{Z_i}$  и  $\delta_{Z_i}$  могут быть определены известными методами расчетом или экспериментально. При этом в обоих случаях учитывается и влияние отклонения действительного числа витков вторичной обмотки от номинального на токовую погрешность трансформатора.

Значения  $f_{Z_{si}}$  и  $\delta_{Z_{si}}$  можно рассчитать, применив, например, метод комплексного магнитного сопротивления [1].

Согласно формулам, полученным этим методом для погрешностей трансформатора, с практически достаточной точностью для  $i$ -го трансформатора

$$\left. \begin{aligned} f_{Z_{si}} &= - \frac{R_{si}^* x_s + X_{si}^* r_s}{\omega^2 w_{2i}^2} \\ \delta_{Z_{si}} &= \frac{R_{si}^* r_s - X_{si}^* x_s}{\omega^2 w_{2i}^2} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $w_{2i}$  — номинальное число витков вторичной обмотки;

$r_s$  — активное сопротивление комплекса  $Z_s$ ;

$x_s$  — реактивное сопротивление комплекса  $Z_s$ ;

$R_{si}^*$  — действительная составляющая комплексного магнитного сопротивления сердечника, соответствующая режиму с дополнительной э. д. с.  $\dot{E}_{2si}$ ;

$X_{si}^*$  — мнимая составляющая того же магнитного сопротивления;

$\omega$  — угловая частота.

При совмещении действительной оси с вектором  $I_{12}$

$$I_{01} = I_{11} (f_{Z_i} + j\delta_{Z_i}) e^{i(\varphi_{12} - \varphi_i)} + I_{12} (f_{Z_{0i}} + j\delta_{Z_{0i}}).$$

Для определения погрешностей группы трансформаторов теперь достаточно найти проекции вектора  $I_{01}$  на направление  $I_{12}$  и перпендикуляр к нему, а затем, просуммировав их для всех трансформаторов, отнести полученные суммы к  $I_{12}$ .

Обозначая  $\varphi_{12} - \varphi_i$  через  $\alpha_i$ , получим после преобразований

$$I_{01} = [I_{11} (f_{Z_i} \cos \alpha_i - \delta_{Z_i} \sin \alpha_i) + I_{12} f_{Z_{0i}}] + \\ + j [I_{11} (\delta_{Z_i} \cos \alpha_i + f_{Z_i} \sin \alpha_i) + I_{12} \delta_{Z_{0i}}].$$

В результате можно найти погрешности группы из  $n$  трансформаторов тока

$$\left. \begin{aligned} f_n &= \frac{\sum_1^n (I_{11} f_{Z_i} \cos \alpha_i - I_{11} \delta_{Z_i} \sin \alpha_i)}{I_{12}} + \sum_1^n f_{Z_{0i}} \\ \delta_n &= \frac{\sum_1^n (I_{11} \delta_{Z_i} \cos \alpha_i + I_{11} f_{Z_i} \sin \alpha_i)}{I_{12}} + \sum_1^n \delta_{Z_{0i}} \end{aligned} \right\} (5)$$

При рассмотрении формул (5) видно, что каждая погрешность группы трансформаторов состоит из двух частей. Одна часть обусловлена сопротивлением  $Z_i$ , другая — сопротивлением  $Z_0$ . Первая часть — основная, вторая — дополнительная. Основные части представляют собой средневзвешенное из погрешностей всех трансформаторов с коррекцией, которая обусловлена наличием угла  $\varphi_i$  и зависит от его значения.

Анализ действия трансформатора тока показывает, что если ограничить величину  $Z_i + Z_0$  условием сохранения режима, близкого к короткому замыканию, то погрешности  $i$ -го трансформатора, обусловленные сопротивлением  $Z_i$ , будут практически одинаковыми как при параллельном включении, так и независимо от него.

Таким образом, для расчета погрешностей по формулам (5) надо рассчитать или определить экспериментально кривые погрешностей трансформаторов в необходимых пределах изменения первичного тока. Кроме того, следует:

1) путем измерений снять кривые зависимости составляющих комплексного магнитного сопротивления сердечника от максимальной индукции  $R_m = f(B_m)$  и  $X_m = f(B_m)$  [2] и

2) задать при расчете или определить экспериментально силы тока в ветвях и сдвиг по фазе между ними.

К погрешностям группы, как это следует из схемы, приведенной на рис. 1, при измерении добавляются погрешности вспомогательного трансформатора  $TT_2$ .

Как видно из формул (5), в целях технических измерений переменного тока метод параллельного включения трансформаторов позволяет расширить в необходимое число раз предел измерения существующих типов трансформаторов тока без снижения точности. При этом следует стремиться к уменьшению всех слагаемых формул (5). Возможна также их частичная взаимная компенсация.

Метод параллельного включения позволяет создавать из образцовых трансформаторов на меньшие номинальные токи группы на большие но-

минальные токи, т. е. позволяет поверять многоамперные трансформаторы в условиях, в которых они нормально находятся в эксплуатации. При этом он позволяет рассчитывать погрешности группы на больший номинальный ток по результатам проверки отдельных входящих в группы трансформаторов.

Если сопротивление  $Z_0$  выполнить достаточно малым по сравнению с  $Z_i$ , то дополнительными погрешностями в формулах (5) по сравнению с основными можно пренебречь. С целью дальнейшего упрощения расчета погрешностей группы можно также избежать необходимости измерения углов  $\varphi_i$ , если при проверке сделать их достаточно малыми. Как видно из формул (5), в случае малых углов  $\varphi_i$  сдвиг фаз между первичными токами мало влияет на погрешности группы, и при значениях углов  $\varphi_i$ , не превышающих  $15-20^\circ$ , ошибка в расчете будет не более  $4-6\%$ , если эти углы совсем не учитываются. Применяв однотипные трансформаторы, нагруженные практически одинаковыми сопротивлениями, и выполнив монтаж ошиновки ветвей так, чтобы отношение составляющих комплексного сопротивления ветвей было примерно одним и тем же, условие  $\varphi_i \leq 15-20^\circ$  можно легко выполнить.

Таким образом, при выполнении условий  $Z_0 \ll Z_i$  и  $\varphi_i \leq 15-20^\circ$  погрешности группы вместе с суммирующим трансформатором можно с достаточной во многих случаях точностью определять по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} f_{\pi} &= \frac{\sum_1^n I_{1i} f_{Z_i}}{I_{1\pi}} + f_{TT_2} \\ \delta_{\pi} &= \frac{\sum_1^n I_{1i} \delta_{Z_i}}{I_{1\pi}} + \delta_{TT_2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $f_{TT_2}$  и  $\delta_{TT_2}$  — токовая и угловая погрешности вспомогательного трансформатора  $TT_2$ .

Согласно формулам (5) и (3), погрешности группы зависят от отношения составляющих комплексного сопротивления ветвей первичного тока. При измерениях это отношение может несколько изменяться во времени вследствие нагрева ошиновки и влияния внешних магнитных полей. При колебаниях отношения составляющих на  $5-10\%$  для наименее благоприятного случая, когда при распределении токов в ветвях максимальный ток больше минимального на  $20-30\%$ , углы  $\varphi_i$  достигают  $15-20^\circ$ , а кривые погрешностей отдельных трансформаторов максимально отличаются в пределах класса точности, изменения погрешностей группы, составленной из трансформаторов класса 0,2, рассчитанные по формуле (5), не превысят  $\pm 0,01\%$  и  $\pm 0,5'$ . Таким образом, дополнительные погрешности, связанные с нестабильностью сопротивления ошиновки во времени, возможно свести к пренебрежимо малым, если составлять группы из однотипных идентичных трансформаторов, а измерения производить при малых углах  $\varphi_i$  и относительно равномерном распределении токов.

На погрешности отдельных трансформаторов, а следовательно, и группы их влияют внешние магнитные поля и прочие факторы, приводящие к неравномерности намагничивания магнитопроводов. Дополнительные погрешности от указанного влияния могут быть сведены к пренебрежимо малым, если составлять группу из трансформаторов, на которые эти факторы практически не влияют. Кроме того, надо удалять трансформа-

торы на достаточное расстояние от шин с током, друг от друга и от ферромагнитных масс. Вопрос об указанном влиянии нуждается в особом исследовании.

Сила тока каждой ветви при проверке с помощью образцовой группы трансформаторов может быть определена по амперметру, включенному в цепь вторичной обмотки, или иным путем. Проверка каждого трансформатора должна быть произведена с учетом сопротивления соответствующего ему амперметра.

#### Результаты исследования группы на 7,5 ка

На рис. 4 приведены кривые погрешностей группы на 7500 а, составленной из пяти трансформаторов тока типа УТТ-6, класса 0,2, включенных на пределе 1500/5а. Вторичная обмотка вспомогательного трансформатора 25/5 а замыкалась на зажимы ТТ<sub>2</sub> дифференциального аппарата типа АИТ.

Измерения производились при внешнем сопротивлении вторичных обмоток трансформаторов УТТ-6, равном 0,6 и 1,2 ом, и  $\cos \varphi = 0,8$  методом сличения с образцовым трансформатором на номинальный ток 7500/5а, а также с компаратором переменного тока 7500/5а. Влияние внешних магнитных полей и ферромагнитных масс было сведено к пренебрежимо малому путем увеличения контура тока  $I_{12}$  до  $2 \times 3$  м, а также удаления трансформаторов друг от друга и от ферромагнитных масс.

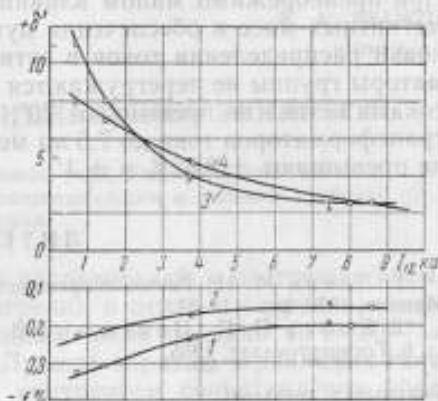


Рис. 4.

Вспомогательный трансформатор тока был рассчитан так, что  $Z_2$  составляло приблизительно 0,01 ом, а дополнительные погрешности согласно оценке по формулам (4) и (5) не превышали 0,005% и 0,3'.

Разветвление тока  $I_{12}$  было выполнено гибкими кабелями. Расстояния между отдельными трансформаторами группы составляли от 0,4 до 0,75 м. Относительным смещением кабелей было найдено такое их положение, что по отношению к току  $I_{12}$ , принятому за 100%, токи в ветвях распределились следующим образом: 18, 20, 23, 22 и 20%, а углы  $\varphi_c$  не превышали 20°. В результате ошибки в определении погрешностей группы не превышали  $\pm 0,02\%$  и  $\pm 1'$ .

Расчетом по формулам (6) было определено несколько точек кривых погрешностей данной группы трансформаторов. На рис. 4 расчетные кривые обозначены крестиками.

#### Выводы

1. Метод параллельного включения трансформаторов дает возможность с достаточной для практики точностью осуществить переход от погрешностей трансформаторов на меньшие номинальные токи к погрешностям трансформаторов на большие номинальные токи.

2. При условии, что можно пренебречь влиянием внешних магнитных полей и ферромагнитных масс на отдельные трансформаторы, формулы (4) и (5) позволяют производить расчет токовой и угловой погрешностей



группы из  $n$  трансформаторов тока с одинаковыми номинальными коэффициентами трансформации. При этом должны быть известны погрешности отдельных трансформаторов группы, их магнитные характеристики, распределение токов в ветвях и углы сдвига фаз между ними.

3. При достаточно малом эквивалентном сопротивлении  $Z_{\Sigma}$ , что может быть достигнуто соответствующим изготовлением вспомогательного суммирующего трансформатора, и при таком выполнении монтажа ошиновки, при котором углы сдвига фаз  $\varphi_i$  между токами отдельных ветвей не превышают  $15 + 20^\circ$ , расчет погрешностей группы может быть упрощен и произведен по формулам (6).

4. Данные расчета погрешностей группы на 7,5 кА, составленной из однотипных трансформаторов класса 0,2 с одинаковыми коэффициентами трансформации, весьма удовлетворительно согласуются с результатами экспериментального исследования группы. Погрешности указанной группы не превышали допустимых для трансформаторов класса 0,2. При пренебрежимо малом влиянии внешних магнитных полей и ферромагнитных масс и обеспечении путем соответствующего монтажа ошиновки распределения токов в ветвях, при котором отдельные трансформаторы группы не перегружаются свыше 20%, а углы сдвига фаз между токами ветвей не превышают  $20^\circ$ , ошибки в определении погрешностей трансформаторов тока до 7,5 кА методом сличения с упомянутой группой не превышают  $\pm 0,02\%$  и  $\pm 1'$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Левин М. И. Расчет погрешностей трансформаторов тока, Труды МГИМИП, Машгиз, 1950, стр. 11—31.
2. Кифер П. П., Пантюшин В. С., Испытания ферромагнитных материалов, гл. 6, Госэнергоиздат, 1955.

Поступила в редакцию

15/II 1961 г.



...и при этом...  
 ...входной каскад собран по схеме катодного повторителя с рабочей лампой  $L_1$  при этом лампа  $L_3$  служит в качестве уравнивающей. Катоды ламп  $L_1$  и  $L_3$  соединены с сетками лампы  $L_2$  — балансного окончательного каскада, собранного по схеме моста на двойном триоде

В. А. РЫЖОВ  
 НИИМ

### ДВУХКАСКАДНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

*Приведено описание усилителя постоянного тока, отличающегося высокой чувствительностью, большим входным сопротивлением и высокой стабильностью нуля.*

Большое число экспериментальных исследований в настоящее время неразрывно связано с вопросами измерения в цепях с сопротивлением, превышающим  $10^7$  ом, малых постоянных токов порядка  $10^{-7}$ — $10^{-12}$  а, медленно изменяющихся во времени. Лучшие образцы зеркальных гальванометров при сравнительно малом внутреннем сопротивлении обладают максимальной чувствительностью в  $10^8 \div 10^{10}$  дел/а. Наиболее подходящим типом прибора для указанных целей является электронный усилитель, который прост в обращении и обладает высокой чувствительностью при большом входном сопротивлении.

Предлагаемый двухкаскадный усилитель позволяет измерять малые постоянные или медленно изменяющиеся токи и отличается от существующих относительной простотой. Благодаря дифференциальной схеме и применению отрицательной обратной связи усилитель отличается высокой стабильностью нуля.

На рисунке представлена схема усилителя. Первый каскад выполняет функцию усиления тока. Лампы первого каскада — пентоды 6Ж7 — работают в электрометрическом режиме. Большое сопротивление изоляции сетки и металлический корпус, служащий охраняющим электродом, позволяют применить пентод 6Ж7 в режиме с малым сеточным током. При напряжении накала 4 в, сеточном смещении 1,5 в, анодном напряжении 25 в сеточный ток лампы 6Ж7 не превышает  $10^{-11}$  а. Предел усиления усилителя определяется флуктуационным сеточным током, равным  $10^{-13}$  а.

Изменение пределов измерений осуществляется при помощи переключателя  $P_1$ , соединяющего вход прибора с соответствующим сопротивлением ( $R_1$ — $R_6$ ). Суммарное сопротивление в цепи сетки лампы  $L_1$  остается всегда постоянным, что способствует большей устойчивости режима. Входной каскад собран по схеме катодного повторителя с рабочей лампой  $L_1$  при этом лампа  $L_3$  служит в качестве уравнивающей. Катоды ламп  $L_1$  и  $L_3$  соединены с сетками лампы  $L_2$  — балансного окончательного каскада, собранного по схеме моста на двойном триоде

6Н1П. Показывающий прибор — микроамперметр типа М-24 на 100 мкА — включен между анодами лампы  $L_2$ . Установка нуля производится с помощью сопротивления  $R_{10}$  при положении 1 переключателя  $\Pi_1$ . Регулировка чувствительности осуществляется сопротивлением  $R_8$ . Для подбора правильного режима лампы  $L_2$  служит переменное сопротивление  $R_{11}$  в цепи катода. Питание накала ламп  $L_1$  и  $L_3$  стабилизировано барретром  $L_5$ , а питание анодных цепей — стабилитроном  $L_4$ .

В том случае, когда необходимо получить высокую крутизну усилителя при малом сопротивлении нагрузки (порядка 100 мА/В, при сопро-

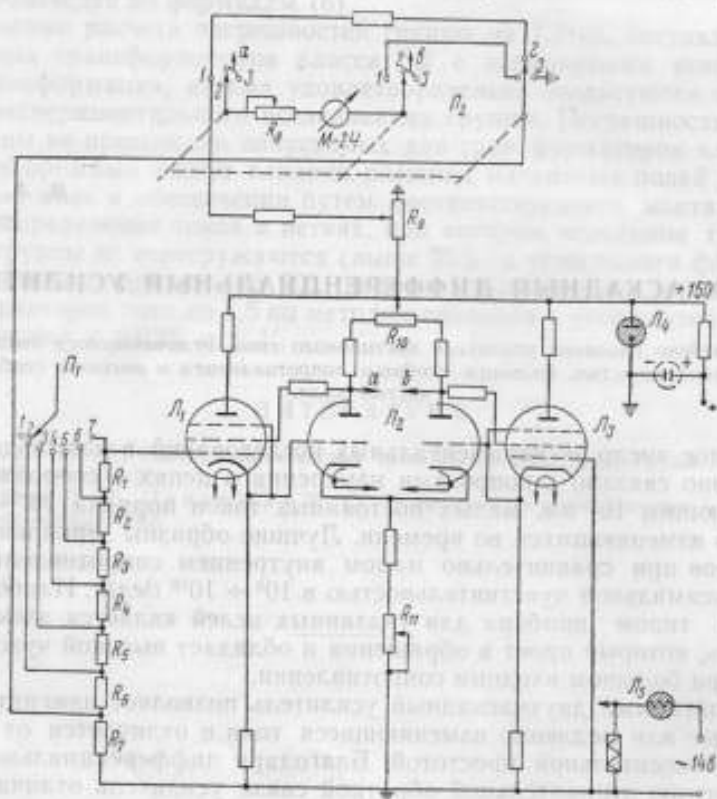


Схема двухкаскадного дифференциального усилителя.

тивлению нагрузки 10—20 ом), второй каскад следует также собрать по схеме дифференциального катодного повторителя.

При градуировке усилителя переключатели  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  должны быть установлены в положения 1 и 2 соответственно. В этом случае на сетку лампы  $L_1$  подается градуировочное напряжение. Последнее вызывает на сопротивлении  $R_7$  ток, измеряемый прибором при установке переключателя  $\Pi_2$  в положение 1. Градуировочное напряжение регулируется потенциометром  $R_9$  в широком диапазоне, что позволяет без дополнительного источника питания произвести проверку линейности усилителя.

Существенной особенностью данной схемы является питание экранных сеток пентодов первого каскада с анодных нагрузок выходного каскада. Своеобразная отрицательная обратная связь стабилизирует усиление усилителя, не уменьшая его. При этом способе питания экранных сеток напряжение на них устанавливается автоматически в определенном

отношении к анодному. Применение катодного повторителя на входе и дополнительных каналов обратной связи обеспечивают высокую стабильность нуля, дрейф которого не превышает  $0,03 \text{ мв/ч}$ .

Усилитель, собранный по приведенной выше схеме, применялся для измерения ионных токов ионизационных манометров, однако он может быть с успехом применен и во всех других случаях измерения слабых токов, где требуется большое сопротивление входа измерительного прибора.

Порог чувствительности усилителя по току при сопротивлении входа  $10^9 \text{ ом}$  оказался равным  $10^{-13} \text{ а}$ , максимальное напряжение входа  $10 \text{ мв}$ . Крутизна характеристики усилителя в указанном режиме  $10 \text{ ма/в}$ . При этом линейность соблюдается в пределах погрешности эксперимента. Погрешность измерения тока не превышает  $3\%$  при условии, что значения входных сопротивлений известны с погрешностью до  $1\%$ .

Конструктивно усилитель оформлен в виде переносного блока. Лампа первого каскада, переключатель диапазонов измерения и входные сопротивления изолированы тефлоновыми прокладками и помещены в двойной медный экран.

Поступила в редакцию  
18/V 1961 г.

Удобство прибора

Е. Е. БОГАТЫРЕВ

ХГИМИП

### ЯДЕРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

*В статье приведено описание измерителя напряженности магнитного поля, основанного на методе ядерного магнитного резонанса. Прибор позволяет производить измерения напряженности поля в диапазоне  $20 \div 2000$  кА/м ( $250 \div 25\,000$  э) с погрешностью около  $0,003 \div 0,005\%$ . Рассмотрены источники погрешностей измерений и приведены результаты экспериментального исследования измерителя.*

За последние годы широкое применение для измерения магнитных полей нашел метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР) [1]. Известно [2—7] большое число конструкций ядерных измерителей, обеспечивающих точность измерения напряженности магнитного поля, характеризуемую погрешностью около  $0,01\%$ . Дальнейшее снижение погрешности измерений с использованием ЯМР, помимо соответствующего совершенствования конструкции прибора, требует учета ряда факторов, обусловленных спецификой метода (обычно исключаемых из рассмотрения при ограниченной точности измерения), которые в неблагоприятных условиях наблюдения или при недостаточно тщательном конструировании прибора могут исказить результаты измерений.

В ХГИМИП разработан ядерный измеритель типа ИМП-2, обеспечивающий измерение напряженности однородных магнитных полей в диапазоне  $20 \div 2000$  кА/м ( $250 \div 25\,000$  э) с погрешностью в пределах  $0,003 \div 0,005\%$ . Ядерный измеритель может быть использован в качестве образцового прибора при поверке рабочих приборов, основанных на принципе ЯМР, а также при работах, требующих высокой точности измерения напряженности поля.

#### Устройство прибора

Внешний вид прибора изображен на рис. 1, схема — на рис. 2. Прибор содержит следующие основные узлы: автодинный детектор ЯМР, включающий автодин с измерительным зондом и детектор; катодный повторитель, являющийся буферным каскадом для связи автодина с измерителем частоты; индикатор уровня генерации; усилитель низкой частоты с регулируемой полосой пропускания и узкополосным фильтром ( $\Delta f = 10$  Гц), настроенным на удвоенную частоту модуляции; электрои-

ный осциллограф; синхронный детектор с индикатором баланса, позволяющий уменьшить полосу пропускания до  $1 \pm 0,1$  гц; модулятор ( $f_m = 80$  гц) с фазовращателем и индикатором амплитуды модуляции. В комплект прибора входит блок питания, схема которого приведена на рис. 3. Прибор рассчитан для работы с измерителем частоты типа ЧЭ-1. Погрешность измерения частоты этим прибором составляет около  $3 \cdot 10^{-6}$ .

Автодин осуществлен по ранее известной схеме [2], примененной в первом варианте прибора [8]. Эта схема обеспечивает хорошее отношение сигнал/шум и обладает постоянством характеристик при перестройке по диапазону.

Рабочий диапазон частот автодинного детектора прибора равен  $1 \div 17$  Мгц. Измерение напряженности поля в указанном ранее диапазоне при этом осуществляется посредством трех измерительных зондов

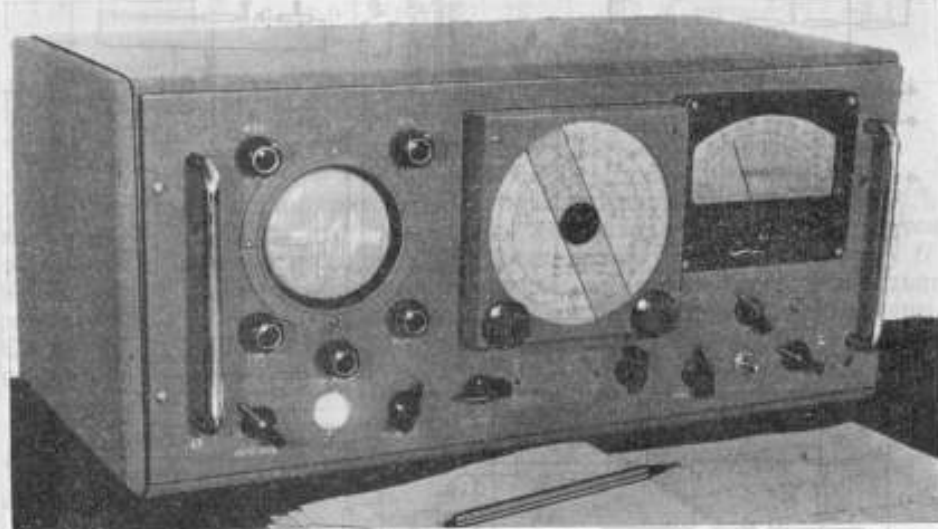


Рис. 1. Общий вид прибора.

для диапазона  $1 \div 17$  Мгц, основанных на резонансе протонов, и двух зондов для диапазона  $5 \div 17$  Мгц, основанных на резонансе ядер лития и дейтерия. Вещество с резонирующими ядрами содержится в тонкостенной стеклянной ампуле диаметром 3 мм и длиной 25 мм; контурная катушка намотана в центральной части ампулы и имеет длину 10 мм, при этом активный объем образца равен  $0,07$  см<sup>3</sup>.

Модуляционная катушка зонда состоит из двух обмоток из провода ПЭ диаметром 0,12 мм по 125 витков в каждой. Обмотки уложены в пазы двух плексигласовых колодок и после увязки свободных участков обмоток в жгут образуют жесткий каркас. Ампула помещается между модуляционными обмотками, концы ампулы крепятся в отверстиях колодок. Постоянная модуляционной катушки равна приблизительно 48 000 витков на метр [48 (а/м) ма]; может быть использована модуляция поля до 400 а/м (5 э).

Корпус зонда размерами  $10 \times 16 \times 40$  мм изготовлен из электролитической меди и для защиты от окисления посеребрен. Контурная катушка подключается к автодину с помощью коаксиального кабеля РК-50 длиной 1 м. Данные измерительных зондов приведены в табл. 1.



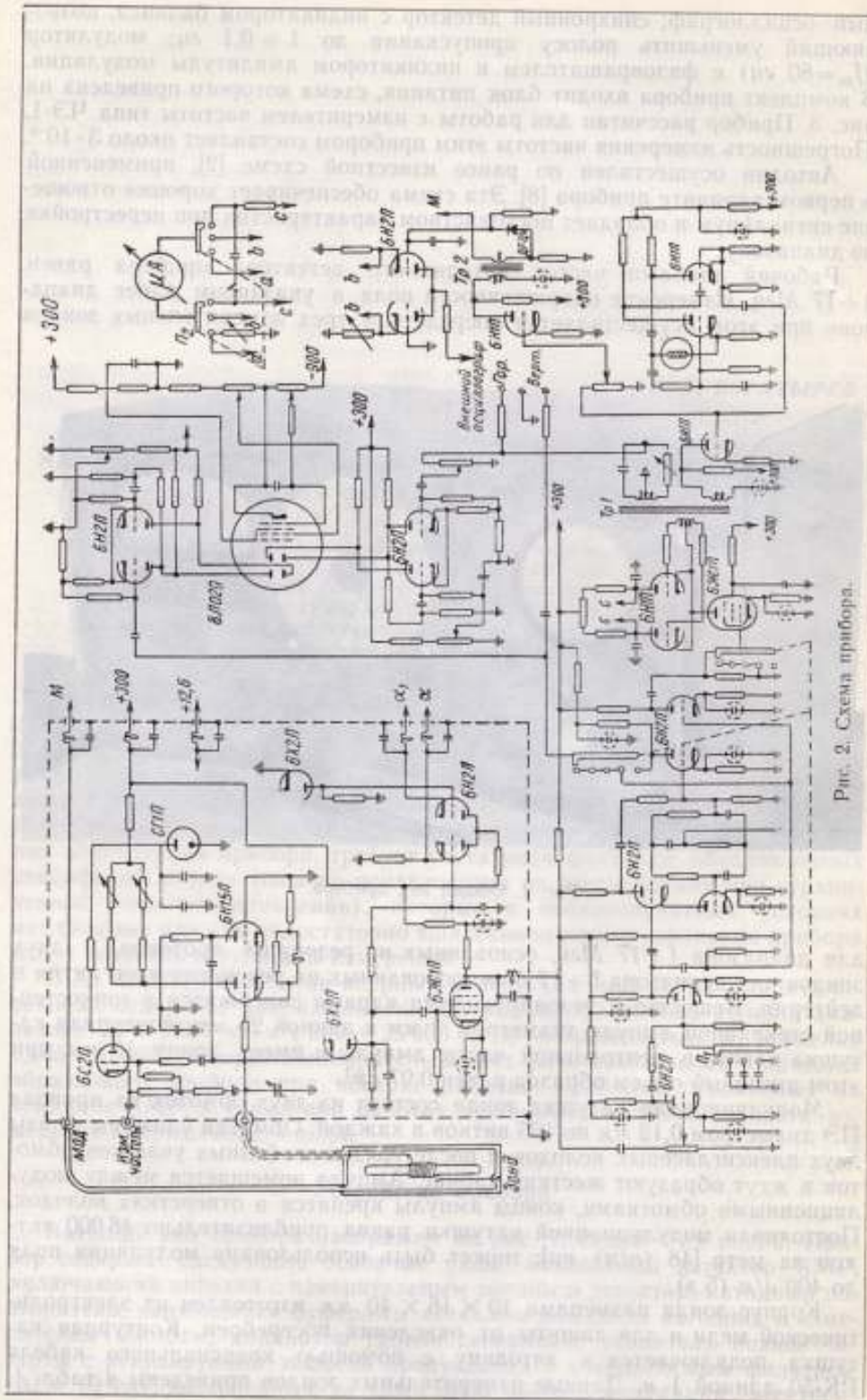


Рис. 2. Схема прибора.

Таблица 1

№ зоны	Диапазон измеряемых полей, кВ/М	Рабочий диапазон частот, МГц	Контуриная катушка		Вещество заполнения ампулы	Восприимчивость вещества, $\times 10^6$ ед. МКСА
			индуктивность, мкГн	добротность		
1	17,6-43	0,95-2,8	66	17	Водный раствор 0,1 М NiSO <sub>4</sub>	-3,0
2	58-104	2,0-5,5	13	22	То же	-3,0
3	94-320	5,0-17,0	0,8	75	*	-3,0
4	240-800	5,0-17,0	0,8	75	Концентрированный водный раствор LiCl + 0,15 М FeCl <sub>3</sub>	-8,3
5	610-2080	5,0-17,0	0,8	75	0,2 М раствор NiSO <sub>4</sub> в тяжелой воде	+3,1

### Погрешности прибора

При измерении напряженности поля с погрешностью менее 0,01% необходимо учитывать, что поле в точке, где находится ядро, отличается от поля  $H_0$  наличием ряда экранирующих полей, пропорциональных  $H$ . Кроме того, в процессе обнаружения резонанса может иметь место сдвиг резонансной частоты  $f$ , обусловленный спецификой работы аппаратуры. С учетом этого напряженность измеряемого поля может быть вычислена по формуле

$$H_0 = \frac{2\pi}{\gamma} f \left( 1 + \frac{\sum H_i}{H} + \frac{\sum f_i}{f} \right) \quad (1)$$

с относительной погрешностью

$$\frac{\Delta H}{H_0} = \sqrt{\left(\frac{\Delta f}{f}\right)^2 + \left(\frac{\Delta \gamma}{\gamma}\right)^2 + \left(\frac{\Delta \sum H_i}{H}\right)^2 + \left(\frac{\Delta \sum f_i}{f}\right)^2 + \delta^2}, \quad (2)$$

где  $\gamma$  — гиромагнитное отношение используемых ядер;

$\sum H_i$  — суммарное дополнительное поле, присутствующее в точке, где находится ядро;

$\sum f_i$  — суммарный сдвиг частоты в процессе обнаружения резонанса;

$\delta$  — относительная случайная погрешность измерений.

Измерения ядерным измерителем однородных сильных полей сопровождаются приведенными ниже погрешностями.

#### А. Систематические погрешности

1. Погрешность, с которой известно гиромагнитное отношение протона или иных ядер, используемых в эксперименте.

2. Погрешность градуировки шкалы измерителя частоты.

3. Погрешности, вызванные наложением на измеряемое поле дополнительных полей:

а) внутреннего днамагнитного поля атома или молекулы, содержащих резонирующее ядро;

б) объемного экранирующего поля образца вещества;

в) экранирующего поля деталей измерительного зонда.  
 4. Погрешности, связанные со смещением резонанса в процессе обнаружения ЯМР:

а) смещение резонансной частоты из-за связи системы спинов образца с колебательным контуром устройства для обнаружения резонанса;

б) смещение резонансной частоты, обусловленное влиянием несинфазной составляющей высокочастотного поля;

в) смещение резонансной частоты из-за влияния дисперсионной составляющей сигнала ЯМР;

г) искажение резонансной линии вследствие неадиабатического прохождения через состояние резонанса.

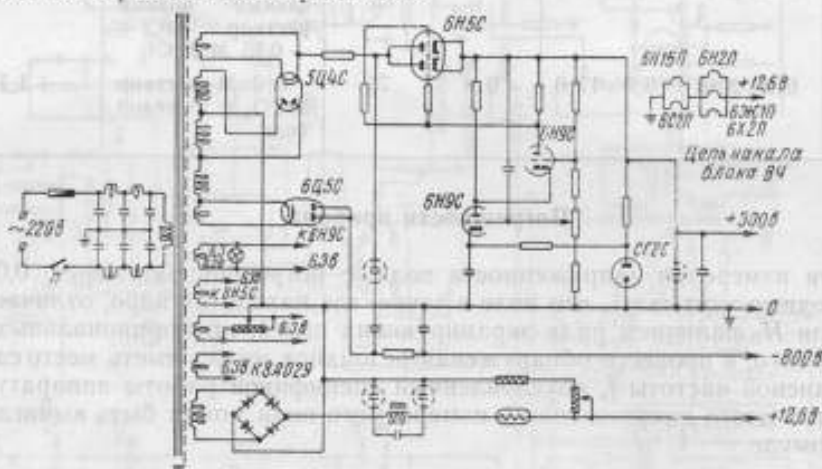


Рис. 3. Схема блока питания.

### Б. Случайные погрешности

1. Погрешность, связанная с установкой резонансной частоты.
2. Погрешность отсчета частоты.
3. Погрешность, обусловленная кратковременной нестабильностью частоты автодинного детектора.
4. Погрешность обусловленная непостоянством измеряемого поля.
5. Прочие погрешности (вызванные собственными шумами в устройстве обнаружения ЯМР, формой резонансной кривой, индикатором и др.).

Погрешность, с которой в настоящее время известно гиромагнитное отношение протона, составляет около  $2,2 \cdot 10^{-5}$  [9]\*. Погрешность градуировки шкалы измерителя частоты может не превышать  $2 \cdot 10^{-6}$ .

Систематические погрешности, обусловленные наличием дополнительных полей в точке, где находится ядро, значительно уменьшаются путем внесения соответствующих поправок, к числу которых относятся:

1) поправка на экранирование протона в молекуле  $H_2O$ , определяемая как сумма поправок для молекулярного водорода [11, 12], и поправки, определенной Томасом [13],

$$\left(\frac{H'}{H}\right)_{H_2O} = -(2,60 \pm 0,06) \cdot 10^{-5};$$

\* В последних работах [10] приведены предварительные данные нового определения гиромагнитного отношения протона, где была достигнута точность измерений, в четыре раза превышающая указанную выше.

2) поправка на объемное экранирующее поле образца, равная [14]\*

$$\frac{H''}{H} = \left(\frac{1}{3} - \alpha'\right) \chi_{\text{обр}} + q' \chi_{\text{ион}}, \quad (3)$$

где  $\alpha'$  — коэффициент размагничивания образца, равный  $1/3$  для сферы и  $1/2$  для длинного цилиндра, расположенного перпендикулярно полю;

$q'$  — постоянная взаимодействия парамагнитных ионов в растворе;

$\chi_{\text{обр}}$ ,  $\chi_{\text{ион}}$  — объемные восприимчивости раствора и парамагнитных ионов соответственно.

Первый член выражения (3) представляет разность между полем Лорентца и размагничивающим полем образца, второй член учитывает дополнительное поле, обусловленное анизотропной поляризацией парамагнитных ионов в образце. Объемное экранирующее поле ампул, запол-

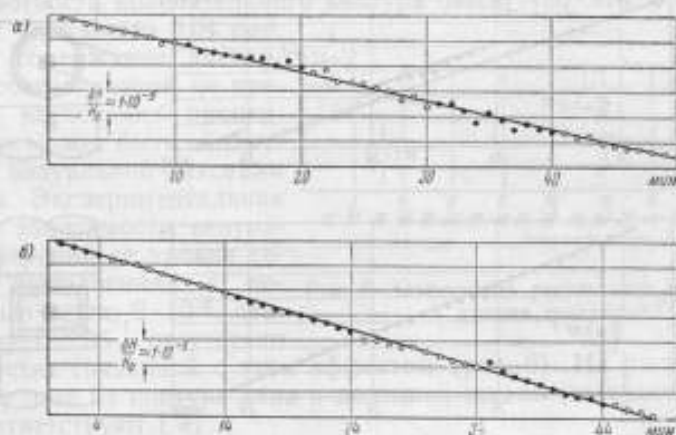


Рис. 4. Сравнение образца, использованного в зонде измерителя, с образцом, не содержащим парамагнитных ионов (а) и с образцом «бесконечной» длины (б).

а)  $\circ$  — 0,1  $\text{MnSO}_4$ ,  $\bullet$  — минеральное масло; б)  $\circ$  — ампулы длиной 25 мм;  $\bullet$  — ампулы длиной 60 мм.

ненных растворами, приведенными в табл. 1, согласно выражению (3) не превосходит  $0,5 \cdot 10^{-6} H_0$ .

Экспериментальное исследование подтверждает отсутствие в пределах погрешности измерений ( $2 \cdot 10^{-6}$ ) зависимости положения резонанса от характеристик использованных образцов. На рис. 4 представлены результаты сравнения образца вещества, использованного в первых трех зондах измерителя, с образцом аналогичной формы, но не содержащим парамагнитных ионов [трансформаторное масло, вязкость  $1,8^\circ \text{E}$ , восприимчивость  $\chi = 8 \cdot 10^{-6}$  ед. МКСА ( $0,64 \cdot 10^{-6}$  ед. ГССМО)], а также результаты сравнения резонанса в ампулах длиной 25 и 60 мм (для последней коэффициент размагничивания  $\alpha$  можно принять равным  $2\pi$ ). Эти измерения выполнены в поле постоянного магнита напряженностью  $H_0 = 188 \text{ кА/м}$  (2350 э). Вследствие имевшего место значительного дрейфа напряженности поля магнита все измерения выполнены через равные

\* Для этой поправки в работе Диккинсона [14] дано выражение в нерационализованной форме

$$H'' = \left(\frac{4}{3}\pi - \alpha\right)M + qM,$$

где  $M = \chi H$ .



промежутки времени (1 мин), при этом на графиках приведены средние значения 10 отсчетов частоты, снятых в течение первой половины каждой минуты.

Поправка на экранирующее поле деталей измерительного зонда может быть учтена на основании экспериментальных данных. Как показал опыт, значение экранирующего поля, которое может быть вычислено исходя из коэффициента экранирования [15], приводит к неправильной оценке поправки при измерении в зазоре магнита.

На рис. 5, а представлены результаты измерения напряженности поля упомянутого ранее магнита при наличии и отсутствии цилиндрического экрана, имеющего внутренний диаметр 18,8 мм, внешний — 19,8 мм и длину 80 мм, изготовленного из материала с восприимчивостью  $\chi = 2,66 \cdot 10^{-6}$  ед. МКСА ( $21,2 \cdot 10^{-6}$  ед. СГС $\mu_0$ ). Как следует из рисунка,

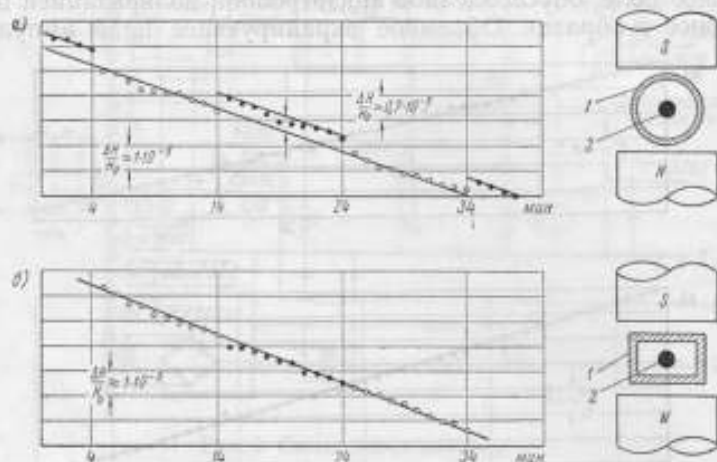


Рис. 5. Экранирующее действие парамагнитного цилиндрического экрана (а) и экрана измерительного зонда прибора (б).  
○ — без экрана; ● — с экраном. 1 — экран; 2 — образец.

при наличии экрана поле в объеме образца возрастает на  $0,7 \cdot 10^{-5} H$ , в то время как оценка экранирующего поля по формуле, приводимой В. А. Говорковым [15], дает значение  $-2 \cdot 10^{-9} H$ .

Для изготовления экранов зондов измерителей обычно используют материалы со значительно меньшей восприимчивостью, что позволяет сделать экранирующее действие пренебрежимо малым. На рис. 5, б приведен результат аналогичного измерения для экрана зонда измерителя типа ИМП-2, выполненного из материала с восприимчивостью  $\chi = -4 \cdot 10^{-6}$  ед. МКСА ( $-0,32 \cdot 10^{-6}$  ед. СГС $\mu_0$ ), из которого следует, что в пределах точности измерений влиянием экрана можно пренебречь. Влияние экранирующих полей прочих деталей зонда также пренебрежимо мало.

Погрешности, связанные со смещением резонанса в процессе обнаружения ЯМР, пренебрежимо малы в диапазоне работы прибора, либо могут быть уменьшены до значения, приемлемого при данной точности измерений.

Смещение резонансной частоты системы спинов образца из-за связи с колебательным контуром схемы обнаружения [16] составляет около  $\frac{1}{8} \left( \frac{\Delta H_{1/2}}{H} \right)$ , где  $\Delta H_{1/2}$  — ширина резонансной линии на уровне, соответствующем половине максимума. При ширине линии около 8 а/м на нижнем пределе измерений прибора это приводит к погрешности  $1 \cdot 10^{-7}$ .

Смещение частоты, обусловленное влиянием несинфазной составляющей высокочастотного поля [17], равно  $\left(\frac{H_1}{4H}\right)^2$ , где  $H_1$  — амплитуда высокочастотного поля. При напряжении высокой частоты на контурной катушке около 1 в напряженность  $H_1$  составляет около 16 а/м (на нижнем пределе измерений прибора), что приводит к погрешности около  $2 \cdot 10^{-7}$ .

В связи с тем, что частота автоколебаний отличается от собственной частоты колебательного контура из-за наличия реактивной составляющей отрицательного сопротивления, возбуждающего контур, может иметь место погрешность определения момента наступления резонанса, обусловленная присутствием дисперсионной составляющей сигнала. В диапазоне 10 Мгц изменение уровня колебаний на контуре от 0,05 до 1 в приводит к изменению частоты автоколебаний примерно на 0,02%.

При добротности колебательного контура около 100 это соответствует фазовому углу около 0,04 рад, при этом содержание дисперсионной составляющей не превосходит нескольких процентов, что не может быть обнаружено при визуальной фиксации резонанса. Экспериментальная проверка зависимости результатов измерений от уровня генерации, выполненная с погрешностью около  $2 \cdot 10^{-6}$ , свидетельствует об отсутствии погрешности, связанной с этим эффектом (рис. 6). На рисунке амплитуда генерации на контуре дана в делениях шкалы индикатора (100 делений соответствуют 1 в).

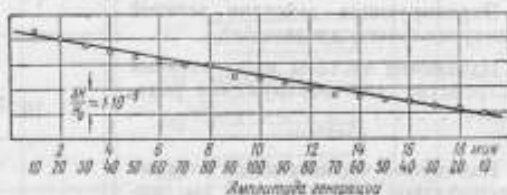


Рис. 6. Зависимость результатов измерений от уровня генерации.

В процессе неадиабатического прохождения через состояние резонанса при модуляции поля имеют место переходные процессы, усложняющие форму резонансной линии [18]. При синусоидальной модуляции и синфазной с ней горизонтальной развертке осциллографа на экране наблюдается симметричное изображение, допускающее точную настройку на резонанс. При неблагоприятных условиях наблюдения сигнала, связанных, например, с заметной неоднородностью измеряемого и модулирующего полей, особенно при больших амплитудах модуляции, может иметь место нарушение симметрии наблюдаемого изображения, приводящее к систематической погрешности. Поскольку эта асимметрия зависит от большого числа факторов, изменяющихся от эксперимента к эксперименту, соответствующая погрешность может быть изучена совместно с прочими погрешностями, носящими случайный характер. Влиянием этой погрешности можно пренебречь для малых амплитуд модуляции.

В табл. 2 приведены значения перечисленных выше погрешностей. Как следует из этих данных, единственной поправкой, требующей учета при использовании зондов № 1—3 прибора (табл. 1), является поправка на внутримолекулярное экранирующее поле. Прочие поправки могут не учитываться ввиду их малости. Постоянная зондов, использующих резонанс протонов, в этом случае равна

$$C_p = \frac{2\pi}{\gamma} \left(1 + \frac{\Sigma H_1}{H}\right) = \frac{6,283185}{0,3361888} \cdot 1,000026 = \\ = 18,6895 \pm 0,00006 \text{ ка/}(м \cdot \text{Мгц}), \quad (4)$$

Таблица 2

Источник погрешности	Поправка	Случайная погрешность или неисключенный остаток систематической погрешности	Примечание
Погрешность принятого значения гиромангнитного отношения протона	—	$\pm 22 \cdot 10^{-6}$	[9]
Погрешность градуировки шкалы измерителя частоты . . . . .	—	$\pm 3 \cdot 10^{-6}$	При использовании ЧЭ-1
Внутримолекулярное экранирующее поле . . . . .	$26,0 \cdot 10^{-6}$	$\pm 6 \cdot 10^{-7}$	[11—13]
Объемное экранирующее поле образца . . . . .	$5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$	При экспериментальном определении
Экранирующее действие деталей измерительного зонда . . . . .	—	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$	То же
Изменение частоты из-за влияния устройства для обнаружения резонанса . . . . .	$< 1 \cdot 10^{-7}$	—	В диапазоне работы прибора
Изменение частоты из-за влияния несинфазной составляющей высокочастотного поля . . . . .	$< 1 \cdot 10^{-7}$	—	То же
Влияние дисперсионной составляющей сигнала на форму резонансной линии . . . . .	—	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$	При экспериментальном определении

а наибольшая относительная погрешность измерения напряженности магнитного поля

$$\frac{\Delta H}{H_0} = \pm (3 \cdot 10^{-6} + \delta).$$

Дополнительный источник погрешностей может иметь место при использовании резонанса ядер лития и дейтерия, поскольку в процессе определения гиромангнитных отношений этих ядер в единицах гиромангнитного отношения протона возможно накопление погрешностей.

Наиболее точное определение отношения гиромангнитных отношений ядер лития и протонов в соединении, аналогичном используемому в качестве образца в зонде измерителя, выполнено в работе [19], однако расчет постоянной зонда, опирающийся на это значение, приводит к снижению точности измерений в данном диапазоне. Постоянная зонда, использующего резонанс ядер лития, определена экспериментально, путем сравнения резонансных частот ядер лития и протонов в образце зонда № 4 табл. 1 (небольшой разностью экранирующих полей для протонов в образцах № 1—3 по сравнению с образцом № 4 табл. 1 можно пренебречь). Измеренное отношение резонансных частот равно 0,3886357, при этом для постоянной зонда № 4 получено значение

$$C_{Li} = 48,0899 \pm 0,0014 \text{ ка} / (\text{м} \cdot \text{Мгц}).$$

Постоянная измерительного зонда, использующего резонанс дейтерия, определена по постоянной  $C_p$  и отношению резонансных частот ядер дейтерия и протонов. Наиболее точное определение отношения резонанс-

ных частот этих ядер выполнено Уиметтом [20], использовавшим в качестве образца газ HD, для которого поправка на разность экранирующих полей равна нулю [21]. В пределах около  $1 \cdot 10^{-6}$  результаты измерений совпадают с полученными для других соединений, в частности [22], для образцов, подобных зонду № 5 табл. 1, и можно принять  $f_D/f_D = 0,153506$ . Соответственно, постоянная измерительного зонда, использующего резонанс дейтронов, равна

$$C_D = 121,751 \pm 0,004 \text{ ка / (м} \cdot \text{Мгц)}.$$

Основными источниками случайных погрешностей при измерениях с помощью описываемого прибора являются нестабильность частоты автодинного детектора и разброс показаний, обусловленный шириной резонансной линии, поскольку можно пренебречь погрешностью отсчета частоты по индикатору прибора типа ЧЭ-1. Источниками случайных погрешностей могут также явиться асимметрия изображения линии с переходными процессами на экране осциллографа и нестабильность самой

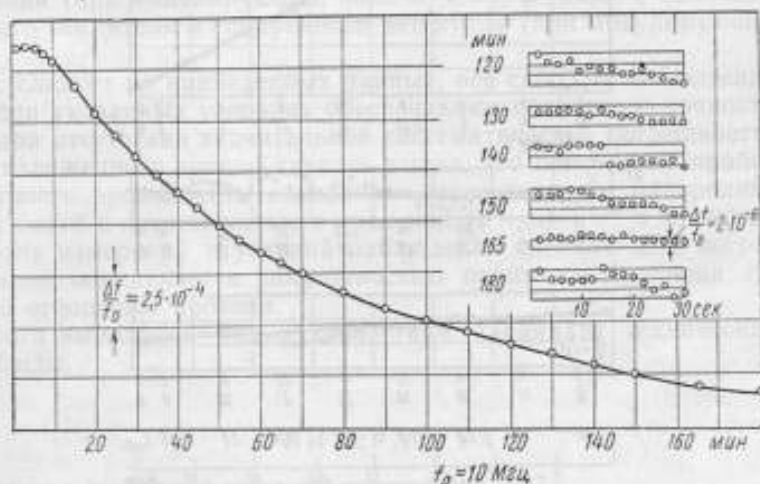


Рис. 7. График дрейфа частоты автодина при прогреве.

измеряемой величины (обусловленная, например, флуктуацией тока в обмотке электромагнита).

Дрейф частоты автодина в течение 3 ч после включения представлен на рис. 7, где на вставке приведены подробные данные, относящиеся к точкам 120, 130 и т. д. графика. Как следует из рисунка, после 2 ч прогрева температурный режим прибора может считаться в основном установившимся. При этом нестабильность частоты в пределах 1 мин не превосходит  $5 \cdot 10^{-6}$ . Такой нестабильностью можно пренебречь, учитывая, что отсчет частоты с помощью прибора типа ЧЭ-1 производится в течение 1 сек.

На рис. 8 представлены результаты измерения напряженности поля двух магнитов, создающих напряженность поля  $H_0 = 188 \text{ ка/м}$  (рис. 8, а, б) и  $H_0 = 40,8 \text{ ка/м}$  (рис. 8, в, г) при различных условиях наблюдения. В обоих случаях неоднородность поля в объеме образца не превышала 4 а/м. Как и в описанных ранее измерениях, для исключения дрейфа напряженности магнитного поля отсчеты производились через равные промежутки времени (1 мин), каждая точка на графиках — среднее из десяти отсчетов по индикатору прибора типа ЧЭ-1, снятых в течение 30 сек в начале каждой минуты. Через точки в начале и в конце графика



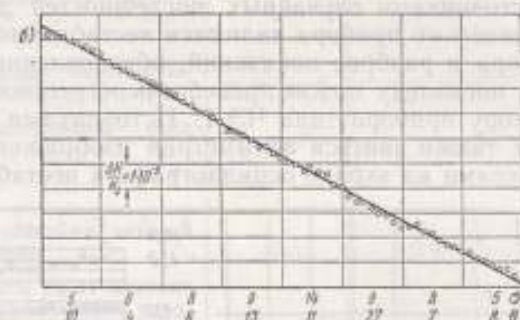


Рис. 8. Зависимость результатов измерений напряженности поля большого (а, б) и малого (в, г) магнитов от амплитуды модулирующего поля.

$I_{\text{мод}}$  — ток в модулирующих катушках (ма).  
Току в 1 ма соответствует амплитуда модуляции в 45 а/м.

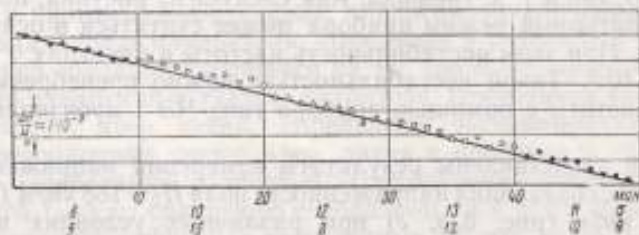


Рис. 9. Зависимость результата измерений от способа индикации сигнала ядерного магнитного резонанса.

● — по пересечению резонансных линий; ○ — по вершине совмещенных резонансных линий; △ — по индикатору синхронного детектора; □ — по фигуре Лиссажу.

ков, соответствующие модулирующему току в 1 и 1,5 ма (или напряженности модулирующего поля примерно 48—80 а/м), при котором отсутствует погрешность, связанная с асимметрией изображения на экране осциллографа, проведены прямые дрейфа напряженности магнитного поля. Среднее значение  $\theta(g\alpha)$  абсолютного отклонения точек при данном значении модулирующего поля от прямой дрейфа было принято в качестве меры систематической погрешности, обусловленной искажением резонансной линии в процессе модуляции. Это значение приведено на рис. 8 одновременно со значением средней квадратической погрешности  $\sigma(g\alpha)$ , подсчитанной для каждого данного значения модулирующего поля по отклонению точек от «частной» прямой дрейфа, построенной лишь по данным точкам. Как следует из приведенных значений, при амплитуде модулирующего поля, превышающей 160 а/м, систематическая погрешность может значительно превзойти случайную погрешность измерений.

На рис. 9 представлен результат сравнения различных способов индикации сигнала ЯМР: по пересечению линий и по вершине совмещенных линий (при модулирующем поле 48 а/м), а также с помощью узкополосного усилителя и синхронного детектора (при модулирующем поле 8 а/м).

Как следует из приведенных данных, все способы наблюдения резонанса при указанных условиях обеспечивают сравнимую точность измерений при отсутствии значительной систематической погрешности.

Из изложенного можно сделать вывод, что описанный прибор дает возможность производить измерения напряженности однородных магнитных полей с погрешностью в пределах  $(3+5) \cdot 10^{-5}$  в зависимости от диапазона измерений и условий наблюдения сигнала. Эта погрешность в основном определяется погрешностью принятого значения гиромагнитного отношения протона.

Работа выполнена под руководством кандидата технических наук Г. К. Яголы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Эндрю Э., Ядерный магнитный резонанс, ИЛ, 1957.
2. Pound R. V., Knight W. D., A radiofrequency spectrograph and simple magnetic field meter, Rev. Sci. Instr., v. 21, 1950, p. 219.
3. Knobel H. W., Hahn E. L., A transitron nuclear magnetic resonance detector, Rev. Sci. Instr., v. 22, 1951, p. 904.
4. Леонтьев Н. И., Измеритель магнитного поля, использующий ядерный магнитный резонанс протонов, ЖЭТФ, т. 28, 1955, стр. 77.
5. Денисов Ю. Н., Универсальный ядерный магнитометр, «Приборы и техника эксперимента», № 5, 1958, стр. 67.
6. Жерновой А. И., Латышев Г. Д., Сергеев А. Г., Измерение магнитного поля методом магнитного резонанса протонов, «Приборы и техника эксперимента», № 2, 1957, стр. 60.
7. Кубарев А. В., Чувствительный ядерный магнитометр, «Приборы и техника эксперимента», № 3, 1957, стр. 57.
8. Ягола Г. К., Лизогуб М. С., Зингерман В. И., Богатырев Е. Е., Ядерный измеритель сильных магнитных полей, «Измерительная техника», № 6, 1955, стр. 3.
9. Thomas H. A., Driscoll R. L., Hipple J. H., Measurement of the proton moment in absolute units, Journ. Res. NBS, v. 44, 1950, p. 569.
10. Driscoll R. L., Bender P. L., Redetermination of the proton gyromagnetic ratio, Phys. Rev., v. 1, 1958, p. 413 (L); NBS Techn. News Bull., v. 42, 1958, p. 217.
11. Ramsey N. F., Magnetic shielding of nuclei in molecules, Phys. Rev., v. 78, 1950, p. 699.
12. Newell G. F., Magnetic shielding constant of H<sub>2</sub>, Phys. Rev., v. 80, 1950, p. 476.
13. Thomas H. A., The diamagnetic correction for protons in water and mineral oil, Phys. Rev., v. 80, 1950, p. 901.

14. Dickinson W. C., The time average magnetic field at the nucleus in nuclear magnetic resonance experiments, Phys. Rev., v. 81, 1951, p. 717.
15. Говорков В. А., Электрические и магнитные поля, Госэнергоиздат, 1960.
16. Pfeiffer H., Eine Theorie der Apparaturen zur Beobachtung magnetischer Kernresonanzen, Ann. Phys., Bd. 15, 1955, S. 311.
17. Bloch F., Siegert A., Magnetic resonance in nonrotating fields, Phys. Rev., v. 57, 1940, p. 522.
18. Гвоздовер С. Д., Магазаник А. А., Изучение парамагнетизма атомных ядер методом магнитно-спинового резонанса, ЖЭТФ, т. 20, 1950, стр. 705.
19. Kanda T., Masuda Y., Kusaka R., Yamagata Y., Itoh J., The gyromagnetic ratios of  $\text{Li}^7$ ,  $\text{Na}^{23}$ ,  $\text{Al}^{27}$  and  $\text{P}^{31}$ , Phys. Rev., v. 85, 1952, p. 938.
20. Wilmitt T. F., The deuteron-proton magnetic moment ratio, Phys. Rev., v. 91, 1953, p. 499.
21. Ramsey N. F., Use of HD for experiments on proton-deuteron magnetic moment ratio, Phys. Rev., v. 85, 1952, p. 688.
22. Smaller B., Yasaitis E., Anderson H., Precise determination of the ratio of the deuteron to proton magnetic moment, Phys. Rev., v. 81, 1951, p. 896.

Поступила в редакцию  
15/X 1960 г.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Bloch F., Siegert A., Phys. Rev., v. 57, 1940, p. 522.
2. Dickinson W. C., Phys. Rev., v. 81, 1951, p. 717.
3. Kanda T., Masuda Y., Kusaka R., Yamagata Y., Itoh J., Phys. Rev., v. 85, 1952, p. 938.
4. Wilmitt T. F., Phys. Rev., v. 91, 1953, p. 499.
5. Ramsey N. F., Phys. Rev., v. 85, 1952, p. 688.
6. Smaller B., Yasaitis E., Anderson H., Phys. Rev., v. 81, 1951, p. 896.
7. Говорков В. А., Электрические и магнитные поля, Госэнергоиздат, 1960.
8. Гвоздовер С. Д., Магазаник А. А., ЖЭТФ, т. 20, 1950, стр. 705.
9. Pfeiffer H., Ann. Phys., Bd. 15, 1955, S. 311.

В. И. ЗИНГЕРМАН, В. Н. СЕПЕТЫЙ, Г. К. ЯГОЛА  
ХГИМИП

### ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР С ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ ВОЛЬТМЕТРОМ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЕЙ РАССЕЯНИЯ МАГНИТОВ

*В статье дается описание измерительного генератора с фазочувствительным вольтметром для измерения напряженности магнитного поля как по величине, так и по направлению. Прибор может быть использован для измерения полей рассеяния магнитов и в качестве высокочувствительного индикатора компенсации составляющих напряженности магнитного поля в заданном направлении.*

При ряде физических исследований и при решении технических задач возникает необходимость в измерении и в определении направления напряженности магнитного поля, причем поле это чаще всего является неоднородным, а необходимая точность измерения невысока. Обычно такие измерения требуется производить при изучении полей рассеяния и краевых полей рабочих воздушных зазоров электромагнитов и постоянных магнитов.

Для измерений этих полей применяют индукционные методы с использованием баллистического гальванометра или измерительного генератора [1—3]. Применение баллистического гальванометра эксплуатационно мало удобно и в слабых полях не может обеспечить необходимой чувствительности без значительного увеличения размеров измерительной катушки. Использование измерительного генератора при определении направления магнитного поля требует применения потенциометра переменного тока, что усложняет процесс измерения и ограничивает чувствительность устройства.

Возможности измерительного генератора могут быть значительно расширены, если в качестве измерительного прибора применить фазочувствительный вольтметр по схеме, представленной на рис. 1. В этой схеме катушка  $K$  измерительного генератора приводится во вращение трехфазным синхронным двигателем  $D$  со скоростью 3000 об/мин. Практически оказалась удобной катушка, имеющая 7000 витков провода ПЭЛ диаметром 0,03 мм (рис. 2). Отношение длины намотки к внешнему диаметру близко к рекомендуемому [4] значению 0,72, обеспечивающему наилучшие условия усреднения напряженности неоднородного магнитного поля по объему катушки.



Напряжение частотой 50 гц, индуктируемое в катушке, через кольца и щетки подается по экранированным проводам на вход измерительного усилителя У (рис. 1). Требуемые коэффициент усиления и стабильность обеспечиваются усилителем электронного вольтметра типа МВЛ-3. Напряжение с выхода усилителя подается на вход фазочувствительного вольтметра типа ВФ-1.

Фазочувствительный вольтметр состоит из двух статических умножи-

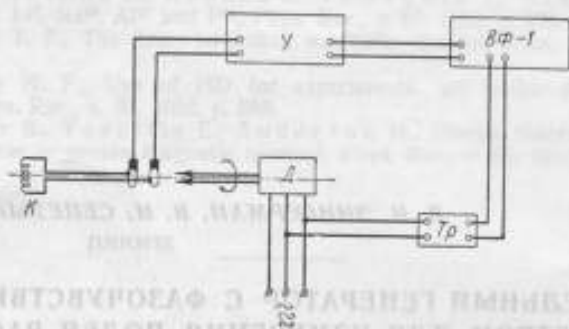


Рис. 1. Схема измерительного генератора с фазочувствительным вольтметром.

телей с термопреобразователями [5]. Каждый из этих термопреобразователей реагирует только на произведение поданного на него опорного синусоидального напряжения и первой гармоники измеряемого напряже-

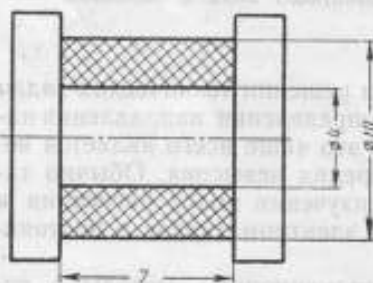


Рис. 2. Катушка измерительного генератора.

ния с учетом косинуса угла сдвига фаз между ними. В фазочувствительном вольтметре имеется фазовращатель, позволяющий сдвинуть опорное напряжение одного из умножителей на угол  $90^\circ$  относительно опорного напряжения второго умножителя. Таким образом могут быть раздельно определены составляющие комплекса первой гармоники измеряемого напряжения относительно некоторого заданного синусоидального напряжения.

В схеме измерительного генератора опорным напряжением для фазочувствительного вольтметра служит напряжение, питающее синхронный двигатель. Для того чтобы опорное напряжение вольтметра не превышало предельно допустимого для вольтметра типа ВФ-1 значения 20 в, оно подводится через понижающий трансформатор Тр.

Общий вид измерительного генератора с фазочувствительным вольтметром в рабочем положении при измерении полей рассеяния электромагнита представлен на рис. 3.

Чувствительность измерительного генератора при указанных выше размерах катушки составляет  $450 \text{ мв} \cdot \text{м/а}$  ( $5,7 \text{ мв/э}$ ), а с применением усилителя типа МВЛ-3 увеличивается до  $18\,300 \text{ мв} \cdot \text{м/а}$  ( $230 \text{ мв/э}$ ). Поскольку первый предел измерения вольтметра типа ВФ-1 равен 15 мв, с помощью рассматриваемого устройства могут быть легко измерены напряженности поля, начиная с  $4 \text{ а/м}$  ( $0,05 \text{ э}$ ). Верхний предел измерения данным устройством практически не ограничен.

При измерении слабых полей весьма важно для обеспечения надеж-

ности измерений отсутствие вибраций щеток, приводящих к возникновению в контакте между щеткой и кольцом переменной термоэлектродвижущей силы (т. э. д. с.). Такая т. э. д. с. может вызвать появление шумовой составляющей, имеющей частоту, равную частоте индуцируемого в измерительной катушке напряжения и искажающую, следовательно, показания фазочувствительного вольтметра. Опыт подтверждает, что

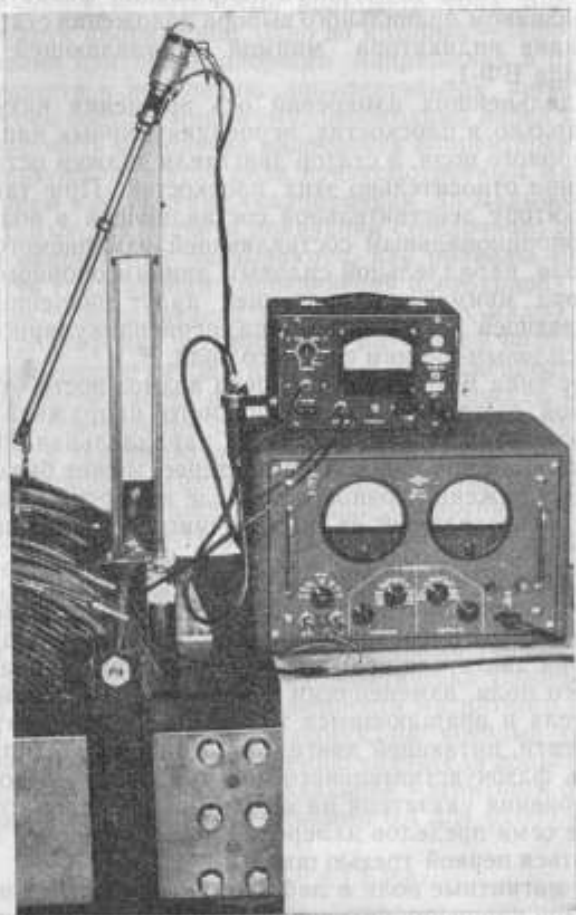


Рис. 3. Измерительный генератор с фазочувствительным вольтметром.

удовлетворительные результаты обеспечивает применение бронзовых контактных колец и серебряно-графитных щеток. Целесообразно при этом применение на каждом из колец четырех симметрично расположенных по окружности щеток, прижимаемых общим резиновым кольцом. Работа щеток может быть проконтролирована с помощью электронного осциллографа.

Методика измерения измерительным генератором сводится к следующему. Перед измерениями следует определить постоянную измерительного устройства и установить исходное направление для построения векторов напряженности поля. Для этого измерительная катушка должна быть помещена в магнитное поле с известной по величине и направлению

напряженностью. При исследовании полей рассеяния постоянных магнитов и электромагнитов таким опорным полем является поле в рабочей части воздушного зазора магнита. Ось вращения катушки генератора располагается в плоскости, перпендикулярной силовым линиям этого поля, а затем при вращающейся катушке статор синхронного двигателя устанавливается и фиксируется в положении, обеспечивающем совпадение по фазе измеряемого и опорного напряжений фазочувствительного вольтметра. Признаком правильного выбора положения статора являются нулевые показания индикатора мнимой составляющей напряжения в вольтметре типа ВФ-1.

В процессе дальнейших измерений ось вращения катушки должна располагаться только в плоскостях, перпендикулярных направлению силовых линий опорного поля, а статор двигателя должен оставаться в найденном положении относительно этих плоскостей. При таких условиях отсчет по индикатору действительной составляющей в вольтметре типа ВФ-1 будет пропорциональным составляющей измеряемого вектора напряженности поля, параллельной силовым линиям опорного поля. Показания индикатора мнимой составляющей дадут значение, пропорциональное составляющей искомого вектора, перпендикулярной оси вращения катушки и силовым линиям опорного поля.

В вольтметре типа ВФ-1 предусмотрена возможность отключения измерителя мнимой составляющей измеряемого напряжения. Благодаря этому составляющая напряженности поля, параллельная опорному полю и представляющая обычно наибольший интерес, может быть измерена на требуемом из соображений точности пределе измерений даже в присутствии на много превосходящей ее по величине составляющей в перпендикулярном направлении.

Суммарная погрешность измерительного генератора может быть обусловлена погрешностями показывающих приборов, помехами, создаваемыми переменными магнитными полями, погрешностью в начальной установке статора двигателя относительно заданного направления опорного магнитного поля, изменениями в процессе измерений угла между ротором двигателя и вращающимся магнитным полем статора, колебаниями частоты сети, питающей двигатель, и опорного напряжения.

Погрешность фазочувствительного вольтметра не превосходит  $\pm 3\%$  от полного отклонения указателя на каждом из пределов измерения. Наличие в приборе семи пределов измерения позволяет почти в любом случае не пользоваться первой третью шкалы.

Переменные магнитные поля в лабораторных условиях имеют обычно частоту 50 гц. При вращении катушки измерительного генератора со скоростью 3000 об/мин эти паразитные поля будут индуктировать в ней напряжение с частотой 100 гц. Поскольку измеряемое напряжение имеет частоту 50 гц, напряжение с частотой 100 гц не повлияет на показания вольтметра. Остальные помехи, как показал опыт, не превышают обычно на входе вольтметра  $0.5 \div 1$  мв при наибольшем коэффициенте усиления усилителя типа МВЛ-3.

Погрешность начальной установки статора определяется точностью фиксации нулевых показаний индикатора мнимой составляющей вольтметра типа ВФ-1. Если в процессе установки статора опорное напряжение выбирается таким, что сигнал от опорного поля вызывает полное отклонение по шкале индикатора действительной составляющей вольтметра типа ВФ-1, то начальное положение статора может быть установлено с угловой погрешностью, не превышающей  $5^\circ$ . При определении составляющих вектора напряженности поля, параллельных опорному полю, это не приведет к погрешностям большим  $0.7\%$ . Погрешность за счет

изменения угла между ротором двигателя и вращающимся магнитным полем пренебрежимо мала, поскольку двигатель работает при постоянной нагрузке.

Колебания частоты питающего напряжения приводят к изменению скорости вращения катушки, а следовательно, к изменению индуктируемого напряжения и могут давать погрешность порядка  $\pm 0,5\%$ .

Поскольку фазочувствительный вольтметр типа ВФ-1 реагирует на произведение двух напряжений, одно из которых — опорное, не замеченные своевременно изменения опорного напряжения в процессе измерений могут привести к появлению дополнительной погрешности. Чтобы свести эту погрешность к минимуму, необходимо перед каждым измерением контролировать и в случае надобности корректировать опорное напряжение, пользуясь для этой цели предусмотренным в вольтметре типа ВФ-1 включением в положение «калибровка». За малые промежутки времени, необходимые для отсчета показаний стрелочного прибора, изменения опорного напряжения оказываются, как правило, меньше 1%.

Погрешность градуировки (определения постоянной) измерительного генератора может быть сведена к пренебрежимо малой величине, если производить градуировку в однородном магнитном поле и применять для этой цели более точные методы измерения напряженности поля.

Суммарная погрешность измерения напряженности магнитного поля измерительным генератором с фазочувствительным вольтметром не превосходит  $3+5\%$  в зависимости от пределов измерения.

Важным достоинством схемы с усилителем типа МВЛ-3 и вольтметром типа ВФ-1 является высокое входное сопротивление их (1 Мом для МВЛ-3 и 50 Мом для ВФ-1). Благодаря этому любые практически возможные изменения сопротивления измерительной катушки и контактных сопротивлений в паре щетка—кольцо не вызовут появления дополнительной погрешности измерения.

Следует также отметить, что измерительный генератор с фазочувствительным вольтметром оказывается практически удобным для контроля компенсации составляющей напряженности магнитного поля в заданном направлении. Поскольку уровень помех, на которые реагирует вольтметр, не приводит обычно к отклонению указателя вольтметра, большему 1 мм, компенсация заданной составляющей магнитного поля может быть зафиксирована с погрешностью, меньшей 0,4 а/м (0,005 э).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Neumann H., Messung magnetischer Gleichfelder nach dem induktiven Verfahren «ATM», Lfg. 99, 1939, September, S. T114—T116.
2. Копахович Ю. Я., Латышев Г. Д. и Цымбалин В. В., Измерение напряженности магнитного поля индукционным методом, Известия АН СССР, серия физ., т. XIII, № 4, 1949, стр. 456—464.
3. Jackob U., Messung kleiner magnetischer Gleichfelder nach dem Messgenerator-Verfahren «ATM», Lfg. 230, 1955, März, S. 55—58.
4. Herzog R. F. K., Tischler O., Measurement of Inhomogeneous Magnetic Fields «The Review of Scientific Instruments», 24, N. 10, 1953, October, p. 1000—1001.
5. Сапегга В. Е., Ламповый вектормер (фазочувствительный вольтметр), «Вестник приборостроения», № 1, 1959, стр. 39—41.

Поступила в редакцию

27/II 1961 г.



В. И. ЗИНГЕРМАН, Г. К. ЯГОЛА  
ХГИМИП

### МЕЖПОЛЮСНЫЕ ВСТАВКИ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОДНОРОДНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МАГНИТАХ

*В статье приводится описание устройства, позволяющего получать поля высокой однородности в лабораторных электромагнитах и постоянных магнитах. Дана методика регулировки однородности магнитного поля в межполюсном зазоре посредством перемещения корректирующих колец и наблюдения формы сигнала ядерного магнитного резонанса.*

В практике магнитных измерений широкое распространение получили всевозможные измерители постоянных магнитных полей, позволяющие измерять напряженность поля в широком диапазоне значений.

Для исследования, градуировки и поверки измерителей используют источники однородных магнитных полей в виде намагничивающих катушек и магнитов (электромагнитов и постоянных магнитов).

В зависимости от устройства измерителей и необходимой точности их градуировки предъявляются особые требования к однородности магнитного поля указанных выше источников. Так, например, при поверке электродинамических измерителей, приборов, использующих эффект Холла, измерительных катушек и потенциалометров допускается неоднородность поля в пределах  $0,1 \div 0,5$  проц/см в пространстве, занимаемом датчиком измерителя. Для испытания измерителей, основанных на методе ядерного магнитного резонанса (ЯМР), неоднородности поля должны быть не более  $0,001 \div 0,005\%$ .

Эти условия удовлетворительно и сравнительно легко могут быть обеспечены в намагничивающих катушках специальной конструкции, однако возможность получения в таких катушках лишь слабых полей существенно ограничивает область их применения.

Сильные поля могут быть получены с помощью магнитов, которые должны обеспечивать достаточную однородность поля в межполюсном зазоре, удобном для размещения в нем исследуемых объектов. Выбору и обоснованию рациональной конструкции магнитов, которая могла бы удовлетворить указанным требованиям, посвящен ряд фундаментальных работ [1—3].

Чтобы обеспечить однородность поля, при изготовлении магнитов применяют отшлифованные плоскопараллельные полюса из мягкого железа, специально термически обработанного для получения однородности магнитных свойств. При самом тщательном изготовлении и юстировке

плоскопараллельных полюсов поле в зазоре магнита все же остается неоднородным за счет краевого эффекта.

Радиальное изменение поля в центральном поперечном сечении межполюсного зазора может быть выражено зависимостью

$$\frac{H_0 - H}{H_0} = 0,25 e^{-\frac{2\pi(R-r)}{h}},$$

где  $H_0$  — напряженность поля в центре зазора;

$H$  — напряженность поля в точке, удаленной от центра на расстояние  $r$ ;

$R$  — радиус полюсного наконечника;

$h$  — длина межполюсного зазора.

Эта формула получена путем практически приемлемых упрощений более сложной зависимости [4] и подтверждается экспериментальными данными.

Для уменьшения краевого эффекта диаметр полюсов обычно выбирают равным не менее чем утроенной длине межполюсного зазора и применяют так называемые шимы. Шимы представляют собой узкие железные кольца, которые накладывают на полюсные поверхности в зазоре магнита. Уменьшая длину воздушного пути магнитных силовых линий, шимы увеличивают напряженность поля у краев полюсов и соответственно выравнивают поле в зазоре.

Расчет шимов в первом приближении выполнен Розе [4]. Как показал опыт, изготовление шимов по расчетам Розе требует дальнейшей доводки их размеров после установки на полюсах по наблюдаемой картине поля в зазоре. Кроме того, степень компенсации шимами краевого эффекта зависит от магнитного состояния полюсных наконечников при различных условиях намагничивания.

Следует также отметить, что в магнитах с полюсами, требующими сложной юстировки при сборке, изменение межполюсного расстояния затруднено и они не могут быть использованы при таких работах, как, например, испытания образцов магнитных материалов.

В связи с тем, что в измерительных лабораториях желательно иметь более простые и универсальные магниты, в ХГИМИП разработан ряд межполюсных вставок, которые могут найти широкое практическое применение. Вставки представляют собой простые устройства, конструктивно не связанные с остальными деталями магнитов и пригодные для установки в различные электромагниты и постоянные магниты без дополнительной наладки и юстировки.

Внешний вид одной из таких вставок, предназначенной для установки в пермеамetre сильных полей, приведен на рис. 1. Вставка содержит два полюсных наконечника 1 из стали армко, представляющих собой цилиндры диаметром 95 мм и высотой 55 мм каждый. Цилиндры заканчиваются прямоугольными параллелепипедами 2 с высотой 15 мм и сторонами 106×106 мм. Эти основания составляют одно целое с самими цилиндрами. Прямоугольная их форма принята для удобства крепления вставок в широко распространенных пермеаметрах типов ПС-1 и У541. Рабочие поверхности цилиндров шлифованы и притерты на плитах до получения правильной плоскости. Отклонение от плоскостности окончательно обработанной поверхности не превышает 0,3 мк.

Применение полюсных наконечников для перечисленных выше целей, как показывает опыт, не требует их специальной термической обработки, рекомендуемой многими авторами.

Для достижения соосности полюсных наконечников, роль которой в достижении высокой однородности поля возрастает с уменьшением

диаметра полюсов, цилиндрические части полюсов вставляются в латунную трубу 5, имеющую отверстия для свободного доступа к рабочей части межполюсного зазора. Внутренний диаметр трубы выбирается на  $0,05 \div 0,07$  мм больше диаметра полюсов, с тем чтобы труба не препятствовала установке полюсных поверхностей параллельно друг другу.

Требуемый воздушный зазор между полюсными наконечниками задается четырьмя бронзовыми прокладками, симметрично расположенными по окружности полюса. Прокладки выполняются плоскопараллельными и равными между собой по высоте с отклонением, не превышающим  $0,5$  мк. С помощью таких прокладок взаимная параллельность полюсных поверхностей выдерживается с погрешностью, меньшей  $1$  мк. Три набора прокладок позволяют устанавливать зазоры  $15$ ,  $25$  и  $30$  мм. Полюсные наконечники стянуты между собой четырьмя латунными винтами 4. Высокая точность обработки полюсных поверхностей и их строгая параллельность устраняют местные и нерегулярные неоднородности магнитного поля.

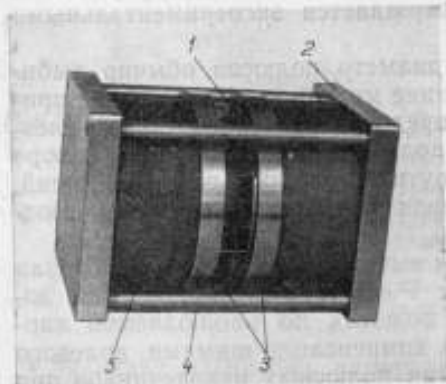


Рис. 1. Вставка к пермеатру ПС-1.

Для уменьшения краевого эффекта применено простое и достаточно надежное устройство, представляющее собой два корректирующих кольца 3 из стали армко, надетых поверх латунной трубы, соединяющей полюсные наконечники. Эти кольца играют роль подвижных шимов и могут перемещаться весьма плавно по резьбе  $M100 \times 1,5$  мм, имеющейся на внешней поверхности трубы.

Для уменьшения краевого эффекта применено простое и достаточно надежное устройство, представляющее собой два корректирующих кольца 3 из стали армко, надетых поверх латунной трубы, соединяющей полюсные наконечники. Эти кольца играют роль подвижных шимов и могут перемещаться весьма плавно по резьбе  $M100 \times 1,5$  мм, имеющейся на внешней поверхности трубы.

Оптимальное положение колец можно легко подобрать экспериментально в каждом конкретном случае, стремясь получить наибольшую однородность поля в требуемом месте воздушного зазора. Достижение оптимального положения колец может контролироваться по форме линии ЯМР при помещении датчиков измерителей типов ИМИ-2 или ИМП-2 в необходимую точку поля.

Жесткая конструкция межполюсных вставок и тщательность обработки рабочих поверхностей позволяют наблюдать резонансный сигнал еще до достижения оптимального положения колец. При этом, однако, влияние краевого эффекта и асимметрии магнита в целом проявляется в расширении резонансной линии и отсутствии переходных процессов (рис. 2). Поочередным перемещением каждого из колец можно найти такое их положение, при котором резонансный сигнал будет сопровождаться большим числом колебаний, вызванных переходными процессами (рис. 3). Наличие переходных процессов свидетельствует о высокой неоднородности поля; на расстоянии  $1$  см напряженность поля изменяется не более чем на  $3 \cdot 10^{-6}$  от ее значения. Достигнутая таким образом однородность достаточна практически для всех работ по проверке магнитоизмерительной аппаратуры.

Общий вид пермеатра со вставкой приведен на рис. 4. На рис. 5 изображен постоянный магнит, обеспечивающий однородное поле напряженностью  $200\,000$  а/м ( $2500$  э), со вставкой, аналогичной описанной выше.

Опыт применения подвижных корректирующих колец показывает, что с их помощью также удается в некоторой мере устранять неоднородности

поля, вызываемые асимметрией магнитной цепи магнита. Такое действие корректирующих колец вставки постоянного магнита (рис. 5) для случая, когда диаметр вставки больше, чем диаметр полюсов магнита, изображено на рис. 6.

Следует отметить, что в предварительном расчете колец нет никакой

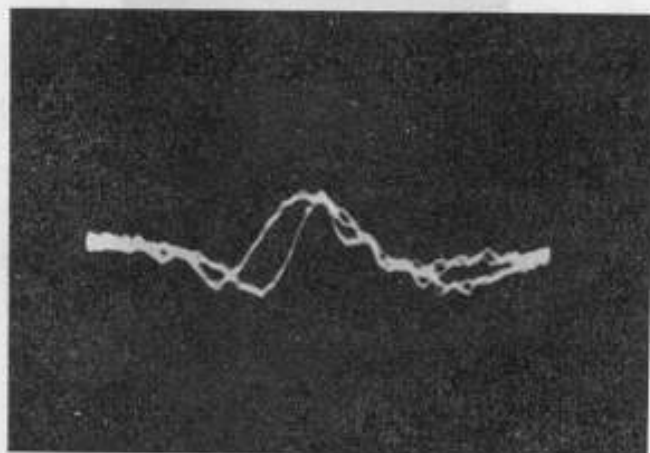


Рис. 2. Сигнал ядерного магнитного резонанса до настройки корректирующих колец.

необходимости, так как невозможно заранее предвидеть все случаи их расположения и весьма сложные математические операции не дадут.

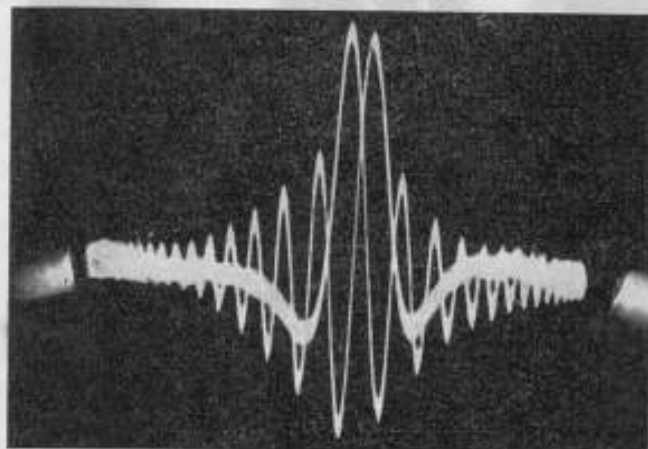


Рис. 3. Сигнал ядерного магнитного резонанса после настройки корректирующих колец.

в конечном итоге, точных результатов, в то время как необходимое положение колец может быть найдено экспериментально без особых затрат труда. Как показал опыт, толщина колец должна быть невелика ( $3 \div 4$  мм) с тем, чтобы избежать чрезмерно малых осевых перемещений их в процессе настройки. Высота кольца в осевом направлении может быть принята равной  $10 \div 12$  мм.



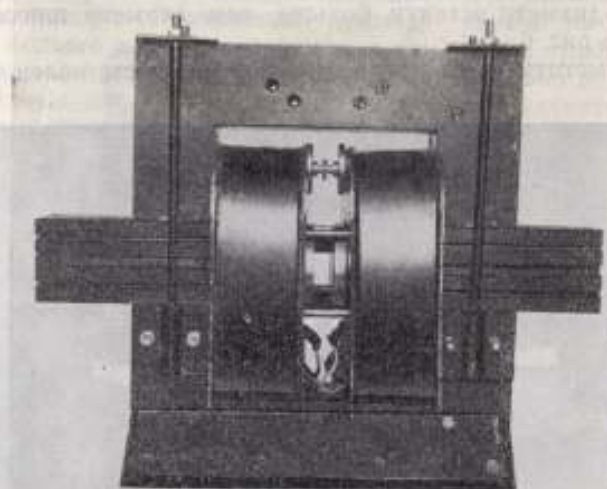


Рис. 4. Пермеаметр ПС-1 с межполюсной вставкой.

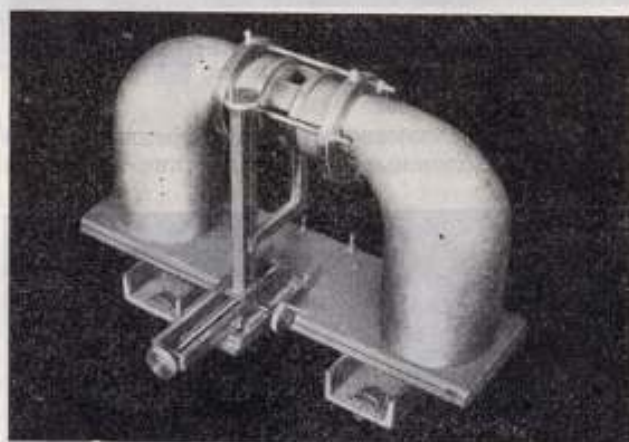


Рис. 5. Постоянный магнит с межполюсной вставкой.

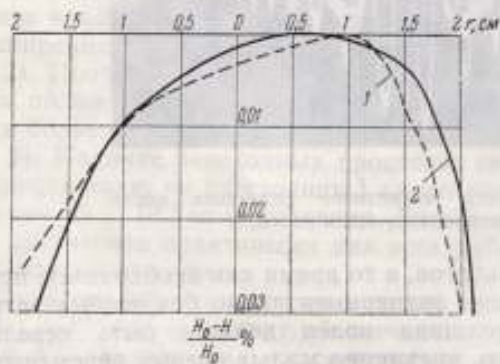


Рис. 6. Симметрирующее действие корректирующих колец вставки в постоянном магните.  
1 — без колец; 2 — с кольцами.

Длительная эксплуатация описанных межполюсных вставок показала их надежность и удобство при работе с магнитами различных типов. Применение вставок в электромагнитах и постоянных магнитах при поверке приборов и измерительных катушек существенно упрощает методику и повышает точность измерений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Neumann H., Herstellung räumlich und zeitlich konstanter Magnetfelder für Messzwecke, «ATM», November, 1940, Lit. 113.
2. Primas H., Arndt R., Ernst R., Die Konstruktion von Kernresonanz-Spektrographen hoher Auflösung, «Zeitschrift für Instrumentenkunde», No. 12, Dezember, 1959, S. 293—300.
3. Bloom A. L., Packard E., Magnets and Magnetic Field Measurements, «Science», v. 122, October, 1955, p. 737—741.
4. Rose M. E., Phys. Rev., v. 53, No 9, 1938, p. 715—719.

Поступила в редакцию

15/IX 1960 г.

В статье описаны конструкция и принцип действия межполюсных вставок, применяемых для стабилизации магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах. Показано, что применение вставок существенно упрощает методику и повышает точность измерений.

И техника точных измерений, требующая применения магнитных полей, имеет большое значение. В частности, это относится к измерению магнитного поля в магнитах, к измерению магнитного поля в электромагнитах и к измерению магнитного поля в постоянных магнитах. В настоящее время для измерения магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах применяются различные методы. Одним из наиболее точных методов является метод измерения магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах с помощью межполюсных вставок. В настоящее время межполюсные вставки применяются для измерения магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах. Межполюсные вставки представляют собой небольшие магнитные элементы, которые устанавливаются между полюсами магнита. Они имеют форму тонких пластинок, которые устанавливаются между полюсами магнита. Межполюсные вставки имеют следующие свойства: они имеют малый размер, они имеют малый вес, они имеют малую стоимость, они имеют высокую точность измерения магнитного поля. Межполюсные вставки применяются для измерения магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах. Они имеют следующие преимущества: они имеют малый размер, они имеют малый вес, они имеют малую стоимость, они имеют высокую точность измерения магнитного поля. Межполюсные вставки применяются для измерения магнитного поля в электромагнитах и постоянных магнитах. Они имеют следующие преимущества: они имеют малый размер, они имеют малый вес, они имеют малую стоимость, они имеют высокую точность измерения магнитного поля.

К. С. ИЗРАИЛОВ  
ВНИИМ

### ЕМКОСТЬ ПЛОСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ПРИ ВОЛНИСТОЙ ФОРМЕ ПОВЕРХНОСТИ ОДНОЙ ИЗ ЕГО ОБКЛАДОК

*В статье приведен расчет емкости конденсатора, одна из обкладок которого слегка деформирована по синусоидальному закону. Показано, что без учета краевого эффекта в первом приближении добавочный член формулы зависит от квадрата амплитуды и может быть сделан очень малым при оптимальных размерах конденсатора.*

В технике точных измерений большое применение находят электрические конденсаторы, одна из обкладок которых имеет форму, отличную от плоской. Так, например, в манометрах, служащих для определения давления газа при повышенных требованиях к его чистоте, широко используются конденсаторы, содержащие металлическую гофрированную мембрану [1—3]. Смещение этой мембраны под действием давления газа регистрируется по изменению емкости конденсатора.

В жидкостных манометрах, где давление измеряется высотой ртутного столба, уровень ртути отсчитывается по емкости конденсатора, образованного ртутью и плоской пластиной [4]. При высоких требованиях к точности измерения в этом случае приходится принимать в расчет деформацию поверхности ртути, вызванную вибрациями, передаваемыми на ртуть либо через фундамент манометра, либо по воздуху посредством звуковых волн.

Поэтому встает задача вычислить емкость конденсатора с волнистой формой обкладки. Такая задача, в частности, возникла во ВНИИМ в связи с применением емкостного отсчета уровня ртути в манометре нового газового термометра. В чашках ртутных конденсаторов [5] этого манометра, несмотря на защиту его от влияния шумов или толчков при движении уличного транспорта, работе моторов и т. д., поверхность ртути вибрирует. Амплитуда вибраций в отдельных случаях может достигать 10 мк. При условии, что давление необходимо измерять с погрешностью не большей  $\pm 1$  мк рт. ст., этот источник возможной погрешности отсчета должен быть изучен и насколько возможно исключен. Несмотря на серьезные трудности, которые при этом возникают, требуемая точность измерения давления достигается путем надлежащего выбора параметров ртутного конденсатора и создания оптимальных условий для его использования.

Строгий расчет емкости конденсатора, связанный с определением по-

тенциала электрического поля в конденсаторе, относится, как известно, к числу сложных задач теории поля, формулируемых математически в общем виде под названием проблемы Дирихле. Этому вопросу посвящено много работ [6—7].

Работы Б. Куттенберга [8] и Д. Рейтана [9] по вопросу о точном значении емкости конденсатора с параллельными круглыми или прямоугольными пластинами могут служить подтверждением сложности решения задачи даже в этих сравнительно простых случаях. Тем более это должно относиться к решению задачи с одной из обкладок, имеющей волнистую поверхность.

Учитывая сложность вопроса, будем вести расчет, не рассматривая краевой эффект. Предполагается, таким образом, что размеры обкладок

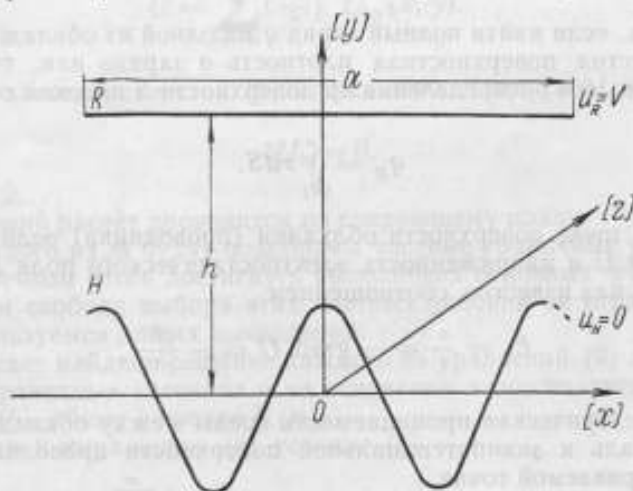


Схема к расчету емкости конденсатора с волнистой формой одной из его обкладок.

велики по сравнению со средним зазором между ними, причем зазор меньше длины волны на поверхности ртути и много больше ее амплитуды. При этом волна считается плоской, имеющей синусоидальную форму. Эти допущения согласуются с наблюдениями, проведенными с действующим прибором.

Рассмотрим конденсатор с воздушным диэлектриком, одной из обкладок которого служит электрод  $R$  в виде прямоугольной пластины с размерами:  $a$  — по оси  $Ox$ ,  $b$  — по оси  $Oz$ , находящейся при потенциале  $U_R = V$ .

Другая обкладка (ртуть)  $H$  имеет форму плоской волны, сечение которой плоскостью  $XOY$  в некоторый начальный момент времени может быть описано уравнением

$$y = A f(x), \quad (1)$$

Здесь  $A$  — параметр, малый по сравнению со средним зазором  $h$  между обкладками, т. е.  $A \ll h$ , характеризует собой амплитуду волны, а  $f(x)$  — функция, имеющая вид

$$f(x) = \cos \frac{2\pi x}{\lambda}, \quad (2)$$

причем длина волны  $\lambda$  больше  $h$ :  $\lambda > h$ .

В приложении к трехмерному пространству формула (2) означает, что  $f(x)$  в каждый данный момент имеет одно и то же значение в любой



плоскости  $x = \text{const}$ . Учтя при этом, что размеры обкладок велики в сравнении с  $h$ , можем считать поле в конденсаторе не зависящим от координаты  $z$  и, таким образом,  $U = U(x, y)$ .

Заметим также, что размеры электрода  $R$  взяты достаточно малыми по сравнению с размерами поверхности ртути  $H$  и поэтому ее мениск в спокойном состоянии, в пределах электрода, можно принять плоским.

Потенциал поверхности  $H$  считается равным  $U_H = 0$ .

Задача по расчету емкости  $C$  данного конденсатора, в соответствии с общим определением емкости согласно формуле

$$C = \frac{q}{U_R - U_H} = \frac{q}{V}, \quad (3)$$

будет решена, если найти полный заряд  $q$  на одной из обкладок.

Если известна поверхностная плотность  $\sigma$  заряда или, точнее, если найден закон его распределения на поверхности  $S$  плоской обкладки  $R$ , то

$$q_R = \int_{(R)} \sigma dS.$$

В данной точке поверхности обкладки (проводника) величина  $\sigma$ , потенциал поля  $U$  и напряженность электростатического поля  $E_n$  связаны между собой, как известно, соотношением

$$E_n = \frac{\sigma}{\epsilon} = -\text{grad}_n U = -\frac{\partial U}{\partial n}, \quad (4)$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость среды между обкладками;  
 $n$  — нормаль к эквипотенциальной поверхности проводника в рассматриваемой точке.

Положительное направление этой нормали выберем в сторону роста потенциала.

Считая  $dS = bdx$ , получим

$$q_R = \epsilon b \int_0^h \left( \frac{\partial U}{\partial y} \right)_{y=h} dx. \quad (5)$$

Для расчета  $q_R$ , а следовательно, и емкости  $C$ , необходимо, таким образом, найти значение производной от  $U$  по  $y$  при  $y = h$ , что может быть сделано, если определить потенциал  $U$  для любой точки пространства между обкладками рассматриваемого конденсатора. Математически это означает, что функция  $U$  должна быть гармонической в области

$$Af(x) \leq y \leq h,$$

т. е. должна удовлетворять в этой области уравнению Лапласа

$$\Delta U = \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = 0,$$

быть ограниченной на бесконечности:

$U$ , конечно, при  $x \rightarrow \pm \infty$ , и подчиняться граничным условиям

$$U|_{y=Af(x)} = 0, \quad U|_{y=h} = V. \quad (6)$$

Чтобы облегчить себе отбор среди множества гармонических функций тех из них, которые соответствуют поставленным граничным

условиям (6), воспользуемся известным положением: если каждая из функций  $U_m(x, y)$  удовлетворяет уравнению Лапласа  $\Delta U_m = 0$ , то его общее решение будет

$$U = \sum_{m=0}^{\infty} C_m U_m(x, y), \quad (7)$$

где  $C_m$  — произвольные постоянные, выбираемые так, чтобы наиболее простым путем удовлетворить заданным условиям.

Поэтому, учитывая что  $A \ll h$ , будем искать решение уравнения в виде ряда, содержащего малый параметр  $A$ , т. е.

$$U = \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{A}{h}\right)^m U_m(x, y). \quad (8)$$

После подстановки равенства (8) в уравнение Лапласа  $\Delta U = 0$  получим, что

$$\Delta U_m = 0, \quad (9)$$

где  $m = 0, 1, 2, \dots$

Дальнейший расчет проводится по следующему плану.

Для каждого из  $m$  будут подобраны частные граничные условия так, чтобы в конечном итоге достигнуть выполнения основных равенств (6). В остальном свобода выбора этих частных условий не ограничивается, чем и воспользуемся для их вычисления.

Затем будет найдено решение каждого из уравнений (9) при соответствующих граничных условиях и на основании этого получено, согласно уравнению (8), общее решение  $U(x, y)$ .

Применим к выражению (8) условие (6)

$$U|_{y=Af(x)} = \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{A}{h}\right)^m U_m[x, Af(x)] = U_0[x, Af(x)] + \\ + \frac{A}{h} U_1[x, Af(x)] + \left(\frac{A}{h}\right)^2 U_2[x, Af(x)] + \dots \quad (10)$$

Каждую из функций  $U_m[x, Af(x)]$ , учитывая малость  $A/h$ , разложим в ряд Тейлора по степеням  $A/h f(x)$  в точке  $y=0$ :

$$U_m[x, Af(x)] = U_m(x, 0) + \frac{h}{1!} \left(\frac{\partial U_m}{\partial y}\right)_{y=0} \frac{A}{h} f(x) + \\ + \frac{h^2}{2!} \left(\frac{\partial^2 U_m}{\partial y^2}\right)_{y=0} \frac{A^2}{h^2} f^2(x) + \dots$$

Умножим обе части этого равенства на  $(A/h)^m$  и сложим между собой все равенства, имеющие  $m = 0, 1, 2, \dots$ . После группировки членов с одинаковыми степенями  $A/h$  получим

$$U|_{y=Af(x)} = U_0(x, 0) + \frac{A}{h} \left[ U_1(x, 0) + h \left(\frac{\partial U_0}{\partial y}\right)_0 f(x) \right] + \\ + \left(\frac{A}{h}\right)^2 \left[ \frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 U_0}{\partial y^2}\right)_0 f^2(x) + h \left(\frac{\partial U_1}{\partial y}\right)_0 f(x) + U_2(x, 0) \right] + \dots = 0. \quad (11)$$

Отсюда, пользуясь упомянутой выше свободой выбора, найдем первую группу (для разных  $m$ ) частных граничных условий, подбирая их так,

чтобы выполнилось уравнение (11) или, что то же, первое из равенств (6). Для этого достаточно принять

$$\left. \begin{aligned} U_0(x, 0) &= 0 && \text{при } m=0 \\ U_1(x, 0) &= -h \left( \frac{\partial U_0}{\partial y} \right)_0 f(x) && \text{при } m=1 \\ U_2(x, 0) &= -\frac{h^2}{2} \left( \frac{\partial^2 U_0}{\partial y^2} \right)_0 f^2(x) - h \left( \frac{\partial U_1}{\partial y} \right)_0 f(x) && \text{при } m=2 \\ \dots & \dots && \dots \end{aligned} \right\} (12)$$

Применяя к уравнению (8) второе из условий (6), т. е.

$$U|_{y=h} = U_0(x, h) + \frac{A}{h} U_1(x, h) + \left( \frac{A}{h} \right)^2 U_2(x, h) + \dots = V,$$

на основании аналогичных соображений получим вторую группу частных условий, если положим

$$\left. \begin{aligned} U_0(x, h) &= V && \text{при } m=0 \\ U_1(x, h) &= 0 && \text{при } m=1 \\ U_2(x, h) &= 0 && \text{при } m=2 \\ \dots & \dots && \dots \end{aligned} \right\} (13)$$

В результате имеем ряд уравнений Лапласа:

$$\Delta U_0 = 0$$

при  $m=0$  с граничными условиями

$$U_0|_{y=0} = 0 \quad \text{и} \quad U_0|_{y=h} = V; \quad (14)$$

при  $m=1$

$$\Delta U_1 = 0$$

с граничными условиями

$$U_1|_{y=0} = -h \left( \frac{\partial U_0}{\partial y} \right)_0 f(x) \quad \text{и} \quad U_1|_{y=h} = 0; \quad (15)$$

при  $m=2$

$$\Delta U_2 = 0$$

с граничными условиями

$$\left. \begin{aligned} U_2|_{y=0} &= -\frac{h^2}{2} \left( \frac{\partial^2 U_0}{\partial y^2} \right)_0 f^2(x) - h \left( \frac{\partial U_1}{\partial y} \right)_0 f(x) \quad \text{и} \quad U_2|_{y=h} = 0 \\ \dots & \dots \end{aligned} \right\} (16)$$

и т. д.

Отметим попутно, что до сих пор синусоидальность функции  $f(x)$  не фигурировала и, следовательно, изложенное выше справедливо при любом законе малого возмущения поверхности обкладки и, в частности, когда она плоская, но слегка наклонена к другой обкладке под углом  $\alpha$ .

Решение уравнения Лапласа

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = 0 \quad (17)$$

будем искать в наиболее общем виде в форме

$$U = F(x) \Phi(y), \quad (18)$$

используя при этом лишь условия действительности решения и его конечность при  $x = \pm \infty$ . Следовательно, найденное решение будет справедливо для любого значения индекса  $m$ , который поэтому не поставлен.

Решение, относящееся к частному значению  $m$ , получится путем выбора произвольных постоянных общего решения на основании граничных условий, соответствующих этому значению индекса.

После подстановки уравнения (18) в (17) получим

$$\frac{F''(x)}{F(x)} + \frac{\Phi''(y)}{\Phi(y)} = 0.$$

Это возможно, если

$$\frac{F''(x)}{F(x)} = r^2, \quad (19)$$

$$\frac{\Phi''(y)}{\Phi(y)} = p^2 \quad (20)$$

и  $p^2 + r^2 = 0$ , т. е.

$$p = \pm ir, \quad (21)$$

где  $r$  и  $p$  — некоторые постоянные, подлежащие определению.

Из уравнения (20) следует, что

$$\Phi''(y) - p^2 \Phi(y) = 0. \quad (22)$$

Для  $F(x)$  будем иметь аналогичное уравнение с множителем  $r$ . Положим

$$\Phi(y) = y^\alpha e^{iky}, \quad (23)$$

где  $\alpha$  и  $k$  — неизвестные постоянные параметры.

После подстановки уравнения (23) в (22) и сокращения на  $y^{\alpha-2} e^{iky}$  получим

$$\alpha(\alpha-1) + 2ikxy - (k^2 + p^2)y^2 = 0.$$

Отсюда следует

$$\alpha(\alpha-1) = 0, \quad 2kx = 0 \quad \text{и} \quad k^2 + p^2 = 0.$$

Поэтому, при  $\alpha_1 = 1$  постоянные  $k_1 = 0$ ,  $p_1 = 0$ , и следовательно,  $r_1 = 0$ , а при  $\alpha_2 = 0$  будет  $k = \pm ip$ , где  $p$  — любое, не равное нулю число ( $p \neq 0$ ).

В случае  $\alpha = \alpha_1$  полное решение уравнения (22) по уравнению (23) будет

$$\Phi(y) = ay + b.$$

При аналогичном условии для  $F(x)$  таким же образом найдем

$$F(x) = cx + d.$$

В случае  $\alpha = \alpha_2$  полное решение уравнения (22), учитывая (23), может быть записано в форме

$$\Phi(y) = a'_p e^{-py} + a''_p e^{py},$$

а для  $F(x)$  аналогичным путем найдем

$$F(x) = b'_p e^{-rx} + b''_p e^{rx},$$

или, принимая во внимание выражение (21), получим

$$F(x) = b'_p e^{-ipx} + b''_p e^{ipx}.$$

Следовательно, для  $U$  имеем

$$U = (ay + b)(cx + d), \quad (24)$$

либо

$$U = (a'_p e^{-py} + a''_p e^{py})(b'_p e^{-ipx} + b''_p e^{ipx}). \quad (25)$$



По поводу выражений (21), (24) и (25) заметим следующее. Поскольку уравнение (17) симметрично относительно  $x$  и  $y$ , то, вообще говоря,  $p$  может быть мнимым, а  $r$  — действительным.

Решение для  $U$  выбрано в форме (25), поскольку оно удовлетворяет требованию конечности при  $x = \pm \infty$ . Чтобы удовлетворить этому требованию в выражении (24) необходимо положить в нем  $c=0$ .

Исходя из этого, общее решение (17) можно написать в виде

$$U(x, y) = \mathcal{E}y + D + \sum_{p \neq 0} (a_p' e^{-py} + a_p'' e^{py}) (b_p' e^{-ipx} + b_p'' e^{ipx}). \quad (26)$$

Здесь  $\mathcal{E}$ ,  $D$ ,  $a_p'$ ,  $a_p''$ ,  $b_p'$  и  $b_p''$  — произвольные постоянные.

Поскольку выражение (26) должно быть действительным, то положим

$$b_p' + b_p'' = B_p' \quad \text{и} \quad b_p'' - b_p' = -iB_p'',$$

где  $B_p'$  и  $B_p''$  — новые действительные произвольные постоянные.

Тогда

$$U(x, y) = \mathcal{E}y + D + \sum_{p \neq 0} (a_p' e^{-py} + a_p'' e^{py}) (B_p' \cos px + B_p'' \sin px). \quad (27)$$

Решение (27) носит, как ранее говорилось, универсальный характер в том смысле, что оно годится для любого из принятых  $m$  и, следовательно, из него могут быть получены решения для  $m=0$ ,  $m=1$  и  $m=2$ , если воспользоваться граничными условиями [соответственно (14), (15) и (16)].

Определение произвольных постоянных детально произведем в наиболее сложном случае, когда  $m=2$ , а для  $m=0$  и  $m=1$  запишем окончательный результат, выпуская промежуточные выкладки.

Если произвольные постоянные  $\mathcal{E}$ ,  $D$ ,  $a_p'$ ,  $a_p''$ ,  $B_p'$ ,  $B_p''$  и  $p$  найти при условии (14), то это приведет к

$$U_0(x, y) = \frac{V}{h} y \quad (m=0). \quad (28)$$

Если же их определить, учтя условия (2), (15) и (28), то это даст

$$U_1(x, y) = -V \frac{\operatorname{sh} \frac{2\pi(h-y)}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{2\pi h}{\lambda}} \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (m=1). \quad (29)$$

Решение (28) выражает собой, как нетрудно видеть, потенциал поля в пространстве между двумя безграничными плоскостями, отстоящими друг от друга на расстоянии  $h$ , т. е. характеризует поле в случае  $A=0$ .

Выражение (29) умноженное на  $A/h$  дает первую поправку к потенциалу, учитывающую отклонение от плоскости одной из обкладок.

Определим выражение для  $m=2$ , воспользовавшись граничными условиями (16), которые, если учесть условия (2), (28) и (29), будут иметь вид

$$U_2|_{y=h} = 0 \quad (30)$$

и

$$U_2|_{y=0} = -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left[ 1 + \cos \frac{4\pi x}{\lambda} \right]. \quad (31)$$

Из выражения (27) при условии (30) получим равенство

$$0 = \mathcal{E}h + D + \sum_{p \neq 0} (a_p' e^{-ph} + a_p'' e^{ph}) (B_p' \cos px + B_p'' \sin px),$$

которое выполняется, если

$$\mathcal{E}h + D = 0 \quad \text{или} \quad \mathcal{E} = -\frac{D}{h} \quad \text{и} \quad a'_p e^{-ph} + a''_p e^{ph} = 0,$$

т. е. если  $a'_p = -a''_p e^{2ph}$ .

Следовательно,

$$U_2 = D \left(1 - \frac{y}{h}\right) + \sum_{p \neq 0} (B'_p \cos px + B''_p \sin px) a''_p [e^{py} - e^{p(2h-y)}].$$

Для второго граничного условия (31) найдем, что

$$\begin{aligned} & -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left[1 + \cos \frac{4\pi x}{\lambda}\right] = \\ & = D + \sum_{p \neq 0} (a'_p + a''_p) (B'_p \cos px + B''_p \sin px) = \\ & = D + \sum_{p \neq 0} a''_p (1 - e^{2ph}) (B'_p \cos px + B''_p \sin px). \end{aligned}$$

Из сравнения слагаемых членов, стоящих в левой части этого выражения, с соответствующими членами в правой части при разных  $p$  следует, что это равенство можно выполнить, если при  $p = \frac{4\pi}{\lambda}$  будет

$$a''_p B'_p (1 - e^{2ph}) = -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda}$$

и при  $p \neq \frac{4\pi}{\lambda}$

$$B''_p = a''_p = 0,$$

причем должно быть

$$D = -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda}.$$

Поэтому

$$U_2 = -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left(1 - \frac{y}{h}\right) - \frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \frac{1}{1 - e^{2ph}} [e^{py} - e^{p(2h-y)}] \cos px.$$

После замены здесь показательных функций гиперболическими и подстановки  $\frac{4\pi}{\lambda}$  вместо  $p$  получим

$$U_2 = -\frac{\pi h}{\lambda} V \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left[ \left(1 - \frac{y}{h}\right) + \frac{\operatorname{sh} \frac{4\pi}{\lambda} (h-y)}{\operatorname{sh} \frac{4\pi}{\lambda} h} \cos \frac{4\pi x}{\lambda} \right]. \quad (32)$$

Формула (32), умноженная на  $\left(\frac{A}{h}\right)^2$ , дает третий член общего решения (8), т. е. выражает собой вторую поправку, учитывающую волнообразную форму обкладки  $H$ .

Непосредственной подстановкой можно убедиться в том, что все полученные выражения для  $U_0$ ,  $U_1$  и  $U_2$  удовлетворяют уравнению Лапласа и соответствующим граничным условиям.

Приведенным выше путем можно было бы найти  $U_m(x, y)$  и для дру-

гих значений  $m=3, 4, \dots$ , а затем, просуммировав все эти решения согласно формуле (8), определить окончательный вид функции  $U(x, y)$  с любой степенью точности.

Для нашей цели достаточно, однако, ограничиться приближенным значением  $U(x, y)$ , сохранив члены  $U_0, U_1$  и  $U_2$ . (Необходимость оставления квадратичного относительно  $A/h$  члена будет вытекать из последующих вычислений.) Поэтому будем иметь

$$U(x, y) \approx \frac{V}{h} \left\{ y - A \frac{\operatorname{sh} \frac{2\pi(h-y)}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{2\pi h}{\lambda}} \cos \frac{2\pi x}{\lambda} - \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h^2}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left[ 1 - \frac{y}{h} + \frac{\operatorname{sh} \frac{4\pi(h-y)}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{4\pi h}{\lambda}} \cos \frac{4\pi x}{\lambda} \right] \right\}. \quad (33)$$

Формула (33) дает возможность рассчитать приближенное значение потенциала электрического поля в любой точке пространства между обкладками рассматриваемого конденсатора.

На основании формулы (5) заряд на обкладке  $R$  в пределах длины волны  $[0 \leq x \leq \lambda]$  будет

$$q_R^\lambda = \varepsilon b \int_0^\lambda \left( \frac{\partial U}{\partial y} \right)_{y=h} dx. \quad (34)$$

По уравнению (33)

$$\left( \frac{\partial U}{\partial y} \right)_{y=h} = \frac{V}{h} \left\{ 1 + A \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\cos \frac{2\pi x}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{2\pi h}{\lambda}} - \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h^2}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \left[ -\frac{1}{h} - \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{\cos \frac{4\pi x}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{4\pi h}{\lambda}} \right] \right\}.$$

Следовательно,

$$q_R^\lambda = \varepsilon b \frac{V}{h} \int_0^\lambda \left\{ 1 + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} + A \frac{2\pi}{\lambda \operatorname{sh} \frac{2\pi h}{\lambda}} \cos \frac{2\pi x}{\lambda} + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{4\pi^2 h^2}{\lambda^2} \cdot \frac{\operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda}}{\operatorname{sh} \frac{4\pi h}{\lambda}} \cos \frac{4\pi x}{\lambda} \right\} dx. \quad (35)$$

Замечая, что члены с  $\cos$  под знаком интеграла при интегрировании и подстановке пределов обращаются в нуль, перепишем интеграл после упрощения:

$$q_R^\lambda = \varepsilon b \frac{V}{h} \int_0^\lambda \left[ 1 + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \right] dx. \quad (35)$$

Исчезновение в выражении (35) члена, содержащего первую степень  $A/h$ , подтверждает ранее сказанное о необходимости сохранить в формуле (33) поправку, зависящую от квадрата амплитуды  $A$  волны на поверхности рутити.

Интересно, что вклад в заряд (следовательно, и в емкость) вносят лишь те члены в  $U(x, y)$ , производная от которых по  $y$  не зависит от  $x$ .

Этот факт, видимо, обусловлен, с одной стороны, тем, что волне была приписана синусоидальная форма (2) и, с другой стороны, тем, что результат действия воли, вообще говоря, должен зависеть от того, целое или дробное число длин волн  $\lambda$  укладывается на ширине электрода  $a$ .

Очевидно, что чем больше отношение  $a/\lambda$ , т. е., чем больше целых волн уложится в пределах электрода, тем меньшее значение будут иметь явления на его краях.

Считая эти условия выполненными, произведем интегрирование в выражении (35). Получим

$$q_R^1 = \frac{\epsilon b \lambda V}{h} \left[ 1 + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \right].$$

Отсюда емкость, рассчитанная в пределах длины волны, будет

$$C_\lambda = \frac{q_R^1}{V} = \frac{\epsilon b \lambda}{h} \left[ 1 + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \right].$$

Пусть  $a/\lambda = n$  и  $bn\lambda = ba = S$  — есть площадь электрода. Тогда полная емкость конденсатора  $C_n = nC_\lambda$  и поэтому

$$C_n = \frac{\epsilon S}{h} \left[ 1 + \left( \frac{A}{h} \right)^2 \frac{\pi h}{\lambda} \operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \right]. \quad (36)$$

При  $A=0$  выражение (36) переходит в известную в технике формулу емкости конденсатора с плоскими и параллельными пластинами.

Формула (36) показывает, что емкость ртутного конденсатора, на поверхности ртути которого возникают вибрационные волны, возрастает на величину, пропорциональную квадрату амплитуды  $A$ . Считая полную емкость  $C_n$  при прочих неизменных условиях зависящей только от амплитуды  $A$  и среднего зазора  $h$ , т. е. полагая

$$C_n = f(A, h), \quad (37)$$

оценим погрешность  $\Delta h$ , которую могут вносить вибрации ртути (изменение  $\Delta A$  амплитуды  $A$ ) в отсчет высоты уровня ртути. Эта погрешность определится из выражения

$$\Delta h = - \frac{\frac{\partial f}{\partial A} \Delta A}{\frac{\partial f}{\partial h}}, \quad (38)$$

которое получим, дифференцируя функцию (37) при  $C_n = \text{const}$ .

Для расчета примем во внимание, что в чашках конденсаторов, применяемых в газовом термометре ВНИИМ и имеющих диаметр около 80 мм, заметную амплитуду, т. е.  $0,001 \leq A < 0,01$  мм, имеют волны длиной  $\lambda \approx 4$  мм.

Выберем средний зазор в конденсаторе  $h \geq 0,3$  мм, что соответствует условию  $h < \lambda/2\pi$ , таким образом,

$$0 < \frac{2\pi h}{\lambda} < \pi.$$

При этом условии формулу (36) можно упростить, заменив  $\operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda}$  после разложения в ряд вида

$$\operatorname{cth} \alpha = \frac{1}{\alpha} + \frac{\alpha}{3} - \frac{\alpha^3}{45} + \dots \quad (39)$$



приближенным выражением

$$\operatorname{cth} \frac{2\pi h}{\lambda} \approx \frac{\lambda}{2\pi h}.$$

Вместо формулы (36) получим

$$C_{\alpha} \approx \frac{\epsilon S}{h} \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{A}{h} \right)^2 \right]. \quad (40)$$

Такая замена вполне законна, так как уже второй отброшенный член в (39) составит всего лишь 13% от поправки  $\frac{1}{2} (A/h)^2$ .

Пользуясь формулой (40), из выражения (38) найдем, что

$$\Delta h \approx \frac{A}{h} \left[ 1 - \frac{3}{2} \frac{A^2}{h^2} \right].$$

При  $h=0,3$  мм,  $A=0,01$  мм и  $\Delta A=A$

$$\Delta h \approx 0,3 \text{ мк.}$$

Заметим, что вибрации ртути возникают одновременно в обоих коленках манометра и их влияние на отсчет высоты ртутного столба будет сказываться с противоположным знаком. Поэтому вряд ли суммарная погрешность  $\Delta h$  превысит  $\Delta h \approx 0,1$  мк.

Таким образом, при наличии рассмотренных вибраций, вполне возможно обеспечить отсчет давления с погрешностью меньшей  $\pm 1$  мк рт. ст.

Рассмотренную задачу можно обобщить на случай, когда кроме вибраций учитываются небольшие изменения угла  $\alpha$  ( $\operatorname{tg} \alpha \approx \alpha$ ) наклона электрода  $R$  к зеркалу ртути. Решение этой задачи может быть выполнено указанным выше путем и приведет к приближенной формуле

$$C_{\alpha} \approx \frac{\epsilon S}{h} \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{A}{h} \right)^2 + \frac{a^2}{12 h^2} \alpha^2 \right], \quad (41)$$

где угол  $\alpha$  — в радианах.

Отсюда следует, что нарушение параллельности между обкладками также увеличивает емкость конденсатора на величину, пропорциональную, в первом приближении, квадрату угла наклона.

Из формулы (41) следует, что

$$\frac{\partial C_{\alpha}}{\partial \alpha} = \operatorname{const} \alpha,$$

и, следовательно, наименьшей чувствительностью к перекосам обладает конденсатор с расположением обкладок, близким к параллельному.

Расчет по формуле (41) показывает, что если принять требование измерять давление с погрешностью не большей  $\pm 1$  мк рт. ст., что в пересчете на изменение емкости при  $h=0,5$  мм и  $S \approx 20$  см<sup>2</sup> соответствует  $\Delta C_{\alpha} \approx 0,03$  пф, то величина допустимого изменения угла  $\Delta \alpha$  при первоначальном наклоне  $\alpha_0' = 1'$  составит  $\Delta \alpha' \approx 50''$ , но уже при  $\alpha'' = 0,2^\circ$  должно быть  $\Delta \alpha'' \approx 6''$ .

В последнем случае требование к допустимым перекосам становится очень высоким. Обеспечение жесткости конструкции конденсатора, исключающей изменения углов наклона электрода, измеряемых секундами, а также осуществление контроля выполнения этого условия связано с большими техническими трудностями.

Поэтому было принято для действующего прибора первоначальную юстировку обкладок конденсатора на параллельность проводить таким образом, чтобы  $\alpha_0 \leq 1'$ .

Для контроля постоянства такого угла в процессе измерения давления достаточно применить уровень с чувствительностью  $40''$ .

В заключение отметим, что при  $A=0$  выражение (41) совпадает, при переходе к малым углам, с формулой для емкости между двумя металлических пластинами, находящимися под углом друг к другу, и рассчитанной с помощью теории функций комплексного переменного. Эта формула приводится в курсах по теории электромагнитного поля [10].

Итак, в статье приведен приближенный (без учета краевого эффекта) расчет емкости плоского конденсатора, одна из обкладок которого имеет форму синусоиды с амплитудой, малой по сравнению с величиной среднего зазора между обкладками.

Изложенный метод пригоден также для расчета емкости при более сложной форме поверхности обкладки и основан на интегрировании совокупности дифференциальных уравнений Лапласа, удовлетворяющих граничным условиям, которые выбираются специальным образом.

Расчет показал, что в первом приближении поправка, учитывающая волнистость обкладки и аддитивно входящая в полученную формулу (36) для емкости, пропорциональна квадрату амплитуды.

В подобных расчетах возникает большая необходимость, особенно при точных измерениях неэлектрических величин емкостными методами.

Это иллюстрируется в статье примером из области газовой термометрии, связанным с точным измерением давления газа при помощи манометра с емкостным отсчетом уровня ртути.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Becker E., Stehl O., Zs. f. angew. Phys., H. 4, Bd. 1, 1952, S. 20.
2. Alpert D., Rev. Sci. Instr., pt. 22, v. 6, 1951, p. 370.
3. NBS, Mach. Design., pt. 26, v. 3, 1954, pp. 91.
4. Proc. Verb., CIPM 23B, 1952, pp. T87—93, T101—102.
5. Израйлов К. С., Устройство для емкостной фиксации высоты уровня ртути в газовом термометре, Труды институтов Комитета стандартов, вып. 51 (111), 1961, стр. 12.
6. Лебедев Н. Н., Электростатическое поле у края плоского конденсатора с диэлектрической прокладкой, ЖТФ, т. 28, в. 6, 1958, стр. 1330.
7. Гринберг Г. А., Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений, Изд. АН СССР, 1948.
8. Cuttonberg B., Ann. der Phys., Bd. 12, H. 7—8, 1953, S. 321.
9. Reitan D. K., J. of Appl. Phys., v. 30, № 2, 1959, p. 172.
10. Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л., Теоретические основы электротехники, ч. III, Госэнергоиздат, 1954, стр. 57.

Поступала в редакцию  
26/XII 1961 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
С. В. Горбачевич, А. Н. Лопатникова, Л. Ф. Светлакова, В. П. Шигорин. О переходе в СССР на новые эталоны электрического сопротивления . . . . .	5
Р. Г. Абельс, А. З. Векслер, Т. А. Прохичева. Применение переходной меры с последовательным соединением секций для сличения катушек сопротивления . . . . .	12
А. К. Колосов, Л. Ф. Светлакова, Е. А. Чалова. Исследование ненасыщенных нормальных элементов при повышенных и пониженных температурах . . . . .	17
Г. В. Гессен. О чувствительности некоторых мостовых цепей с индуктивно связанными плечами . . . . .	28
А. Я. Безикович, Д. И. Зорин. Термоэлектрический измеритель мощности класса 0,1 . . . . .	39
Е. Д. Колтик. Новый метод измерения сдвига фаз в 90° . . . . .	50
П. Н. Горюнов. Фазовращатели на длинных линиях с плавным изменением угла сдвига для измерительных целей . . . . .	57
Б. В. Захаров. Измерение больших переменных токов методом параллельного включения измерительных трансформаторов . . . . .	65
В. А. Рыжов. Двухкаскадный дифференциальный усилитель . . . . .	73
Е. Е. Богатырев. Ядерный измеритель напряженности магнитного поля высокой точности . . . . .	76
В. И. Зингерман, В. Н. Сепетый, Г. К. Ягола. Измерительный генератор с фазочувствительным вольтметром для измерения полей рассеяния магнитов . . . . .	89
В. И. Зингерман, Г. К. Ягола. Межполюсные вставки для получения однородных магнитных полей в измерительных магнитах . . . . .	94
К. С. Израйлов. Емкость плоского измерительного конденсатора при волнистой форме поверхности одной из его обкладок . . . . .	100

Редактор издательства *Н. Н. Алёксандрова*

Техн. ред. *Р. Г. Польская*

Корректор *Л. Н. Кири*

Подписано к печати 27/IX 1962 г.

Уч.-изд. л. 9,7.

Формат бумаги 70×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>.

Печ. л. 7.

М-39688.

Тираж 2000 экз.

Заказ 409.

Типография № 8 УЦБ и ПП Ленсовнархоза. Ленинград, Прачечный пер., д. 6

ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
10	таблица 5 (в головке)	... с 1959 г., $\Delta \cdot 10^{-4}\%$	... с 1959 г., $\Delta \cdot 10^4 \text{ ‰}$
14	9 сверху (в формуле)	$\frac{U_{5,711}}{U_{100}} = \dots$	$\frac{U_{0,001}}{U_{100}} = \dots$
14	12 сверху (в формуле)	$\frac{U_{5,711}}{U_{100}} \dots$	$\frac{U_{0,001}}{U_{100}} \dots$



... (1) ... (2) ... (3) ... (4) ... (5) ... (6) ... (7) ... (8) ... (9) ... (10) ... (11) ... (12) ... (13) ... (14) ... (15) ... (16) ... (17) ... (18) ... (19) ... (20) ... (21) ... (22) ... (23) ... (24) ... (25) ... (26) ... (27) ... (28) ... (29) ... (30) ... (31) ... (32) ... (33) ... (34) ... (35) ... (36) ... (37) ... (38) ... (39) ... (40) ... (41) ... (42) ... (43) ... (44) ... (45) ... (46) ... (47) ... (48) ... (49) ... (50) ... (51) ... (52) ... (53) ... (54) ... (55) ... (56) ... (57) ... (58) ... (59) ... (60) ... (61) ... (62) ... (63) ... (64) ... (65) ... (66) ... (67) ... (68) ... (69) ... (70) ... (71) ... (72) ... (73) ... (74) ... (75) ... (76) ... (77) ... (78) ... (79) ... (80) ... (81) ... (82) ... (83) ... (84) ... (85) ... (86) ... (87) ... (88) ... (89) ... (90) ... (91) ... (92) ... (93) ... (94) ... (95) ... (96) ... (97) ... (98) ... (99) ... (100) ...

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
С. В. Горбачевич, А. Н. Лопатникова, Л. Ф. Светлакова, В. П. Шигорин. О переводе в СССР на язык . . . . .	
Р. Г. . . . .	
А. К. . . . .	
Г. В. Г. . . . .	
А. Я. . . . .	
Е. Д. . . . .	
П. Н. . . . .	
Б. В. Э . . . . .	
В. А. . . . .	
Е. Е. Б . . . . .	
В. И. Э . . . . .	
В. И. Э . . . . .	
К. С. Израйлов. емкость плоского измерительного конденсатора при волни- стой форме поверхности одной из его обкладок . . . . .	100

Редактор издательства *Н. Н. Александрова*

Техн. ред. *Р. Г. Польская*

Корректор *Л. Н. Кириш*

Подписано к печати 27/IX 1962 г.

Уч.-изд. л. 9,7.

Формат бумаги 70×108<sup>1</sup>/<sub>16</sub>.

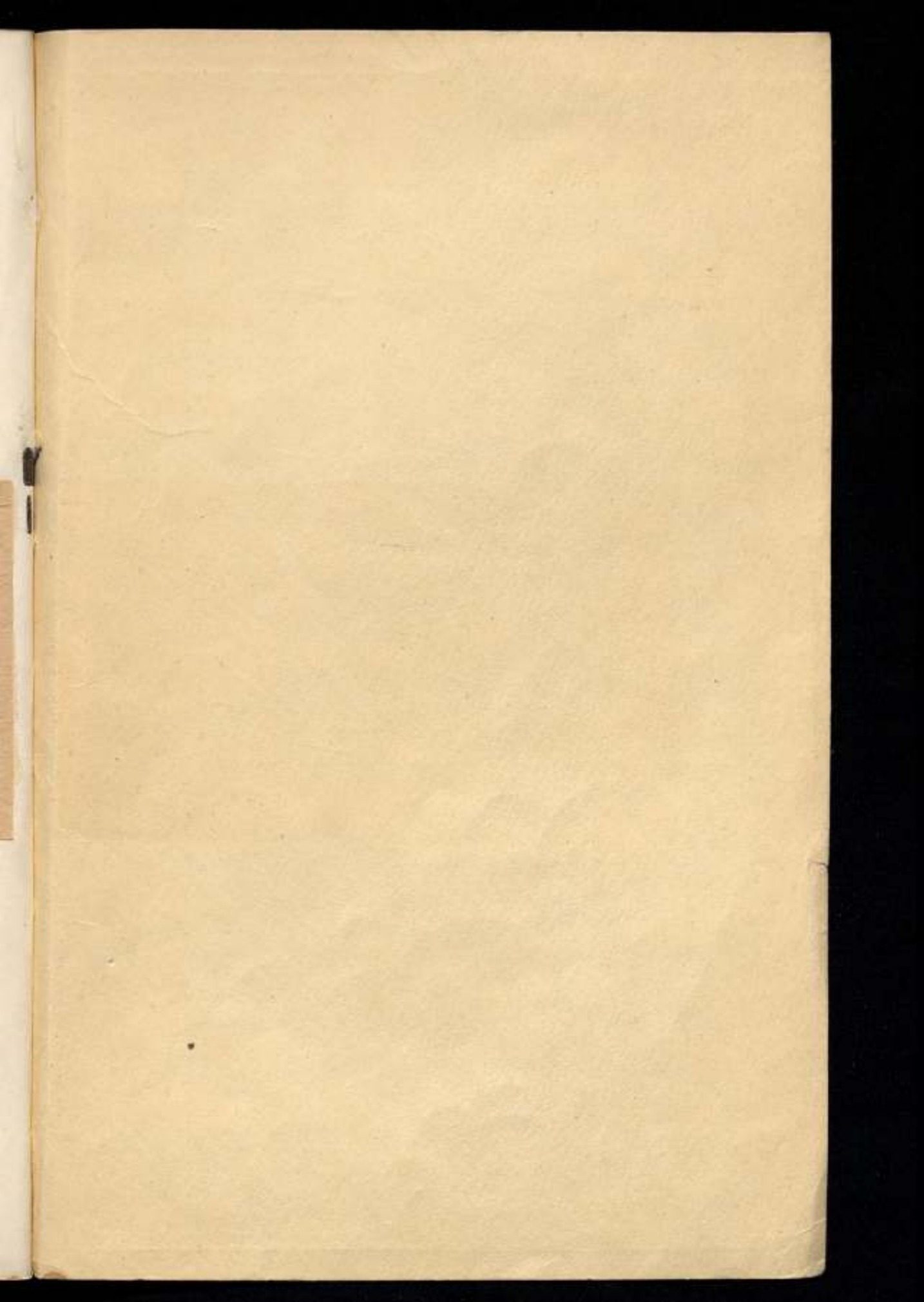
Печ. л. 7.

М-39688.

Тираж 2000 экз.

Заказ 409.

Типография № 8 УЦБ и ПП Ленсовнархоза. Ленинград, Прачечный пер., д. 6



Цена 68 коп.