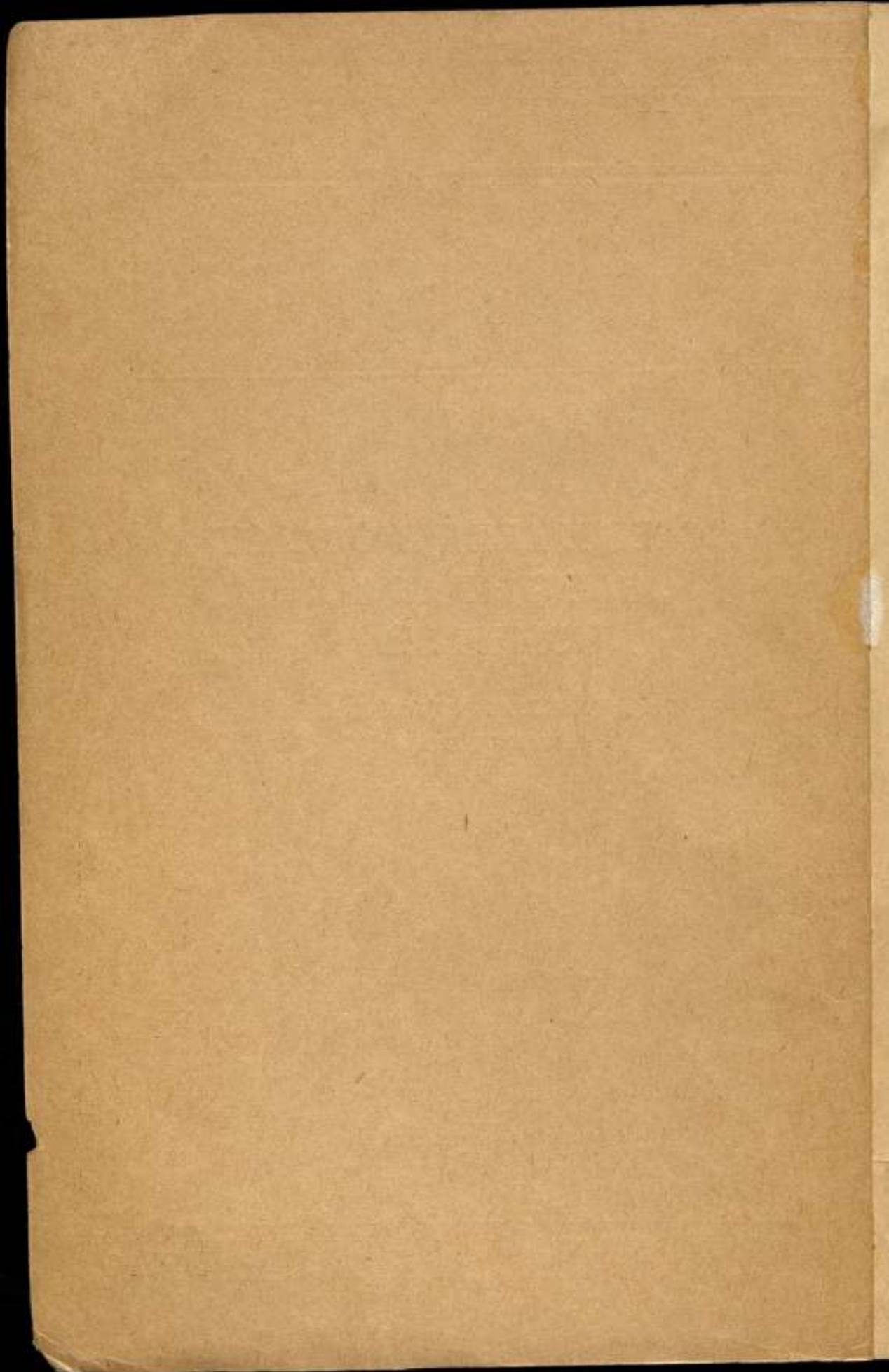


КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР  
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ  
ИМ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА  
ВЫПУСК 74 (134)

СТАНДАРТГИЗ  
МОСКВА — ЛЕНИНГРАД  
1963



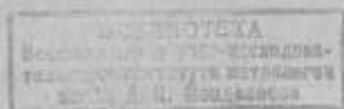
КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

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

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА  
ВЫПУСК 74 (134)

*Под редакцией*  
канд. техн. наук Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКОЙ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ  
МОСКВА — ЛЕНИНГРАД

1963

ж 13011/6

Редакционный совет

П. Н. Агаецкий, К. К. Аглицев, Н. Н. Александрова,  
В. О. Арутюнов, С. В. Горбачевич, Е. Ф. Долгинский,  
М. К. Жоховский, Л. М. Закс, В. В. Кандыба, Л. К. Каяк,  
И. И. Киренков, Д. Б. Коалеров, Е. Т. Чернышев,  
К. П. Широков, Е. Г. Шрамков, Б. М. Яновский

Ответственный редактор

д-р техн. наук проф. В. О. АРУТЮНОВ

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник содержит работы сотрудников институтов Комитета в области электрических измерений на постоянном и переменном токе расширенного диапазона частот. Эти работы посвящены как вопросам создания новых методов и аппаратуры для поверки различных электроизмерительных приборов, так и анализу погрешностей различных приборов, применяемых в широкой практике электрических измерений.

Точность электрических измерений в значительной степени зависит от точности определения значений мер, воспроизводящих электрические единицы. В связи с этим в институтах Комитета большое внимание уделяется вопросам создания новых мер, их калибровки и аттестации на постоянном и переменном токе. В настоящем сборнике этим вопросам посвящены четыре статьи.

Расширение области применения в народном хозяйстве токов звукового и ультразвукового диапазонов частот привело к необходимости разработки и освоения приборостроительными заводами выпуска новых типов приборов для измерения различных электрических величин (тока, э. д. с., напряжения, сдвига фаз и др.) при повышенных частотах. В связи с этим одним из актуальных направлений работ институтов Комитета является создание точных методов и аппаратуры, обеспечивающих поверку и испытание различных электроизмерительных приборов в широком диапазоне частот. Ряд статей сборника посвящен работам указанного направления.

В последние годы широкое применение в области измерений как электрических, так и неэлектрических величин начинает находить фазоизмерительная аппаратура. В сборнике приводится описание оригинального двухканального калибратора фаз, основным назначением которого является поверка при звуковых частотах разрабатываемых и применяемых в промышленности электронных фазометров.

Большие работы ведутся в институтах Комитета по повышению точности измерения электрической энергии и созданию методов поверки счетчиков постоянного и переменного тока частоты 50 гц.

Актуальность этих работ определяется в первую очередь необходимостью повышения точности учета расходования электроэнергии. В ряде случаев повышение точности учета позволяет выявить и устранить недо-

статки технологического оборудования промышленных предприятий. В сборнике приведены три работы этого направления.

Освоение приборостроительными предприятиями выпуска измерительных трансформаторов постоянного тока и разработка новых типов трансформаторов переменного тока повышенной точности требует создания соответствующих методов и аппаратуры для их поверки, что также нашло отражение в ряде статей сборника.

*Редактор*

В. П. ШИГОРИН

ВНИИМ

## СХЕМА И МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ КАЛИБРОВКИ ЭТАЛОННЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

*В статье рассматриваются основные принципы, схема и методика оценки точности калибровки эталонных сопротивлений при использовании новых переходных мер электрического сопротивления и моста-компаратора.*

Точность поддержания единства измерений электрического сопротивления в значительной мере зависит от точности калибровки эталонных сопротивлений. Эта калибровка осуществляется путем передачи единицы измерения от Государственного первичного эталона ома к рабочим эталонам со значениями сопротивлений в пределах от 0,001 до 100 000 ом.

До 1960 г. калибровка эталонных сопротивлений во ВНИИМ производилась при помощи переходных мер сопротивления и измерительных установок, которые имели ряд существенных недостатков. Процесс калибровки продолжался 5—6 месяцев, в результате чего на точность ее оказывали влияние нестабильность сопротивлений эталонных катушек и переходных мер, утомляемость наблюдателей и другие причины.

Как показали результаты анализа, длительный процесс калибровки и различные недостатки измерительной аппаратуры приводили к значительному накоплению погрешностей, которые для предельных значений эталонных сопротивлений 0,001 и 100 000 ом достигали соответственно 0,005—0,008% и 0,001—0,002%.

Эти значения намного превышают предельно допустимые погрешности определения сопротивлений образцовых катушек 1-го разряда, которые согласно поверочной схеме не должны превосходить 0,0005% — для катушек с номинальными значениями 0,01—100 000 ом и 0,001% — для катушек 0,001 ом.

С целью повышения точности калибровки эталонных сопротивлений в последнее время во ВНИИМ была разработана новая измерительная аппаратура: переходные меры сопротивления  $11 \times 10$ ,  $10 \times 100$ ,  $10 \times 10\,000$  ом и мост-компаратор типа УМКС-1.

Новые переходные меры отличаются от ранее применяемых отсутствием ртутных контактов, возможностью параллельного, смешанного и последовательного соединения секций и применением в связи с этим принципиально иной методики калибровки эталонных сопротивлений, не требующей измерения сопротивлений отдельных секций [1].

Характерными особенностями моста-компаратора являются: универсальность, отсутствие ртутных контактов, применение метода полного уравнивания и высокая производительность. Мост-компаратор используется как для сравнения эталонных и образцовых сопротивлений, так и для измерения сопротивлений, не равных  $10^{\pm k} \text{ Ом}$  (при  $k$  — целом).

Сравнение сопротивлений с равными номинальными значениями производится методами замещения и перестановки, а с различными значениями — методом замещения отношения сравниваемых сопротивлений точно известным отношением сопротивлений (мерой отношений), благодаря чему систематические погрешности моста-компаратора практически полностью исключаются. Уравнивается компаратор с помощью специальных шунтированных декад, которые позволяют производить отчет результатов уравнивания в относительном выражении, удобном для расчетов [2].

Сравнивая новую схему калибровки эталонных сопротивлений с применением новой измерительной аппаратуры с ранее используемой [3], нетрудно заметить, что благодаря новой аппаратуре общее количество переходных погрешностей уменьшилось с 19 до 4 при калибровке рабочих эталонов  $100\,000 \text{ Ом}$  и с 11 до 4 — при калибровке эталонов  $0,001 \text{ Ом}$ .

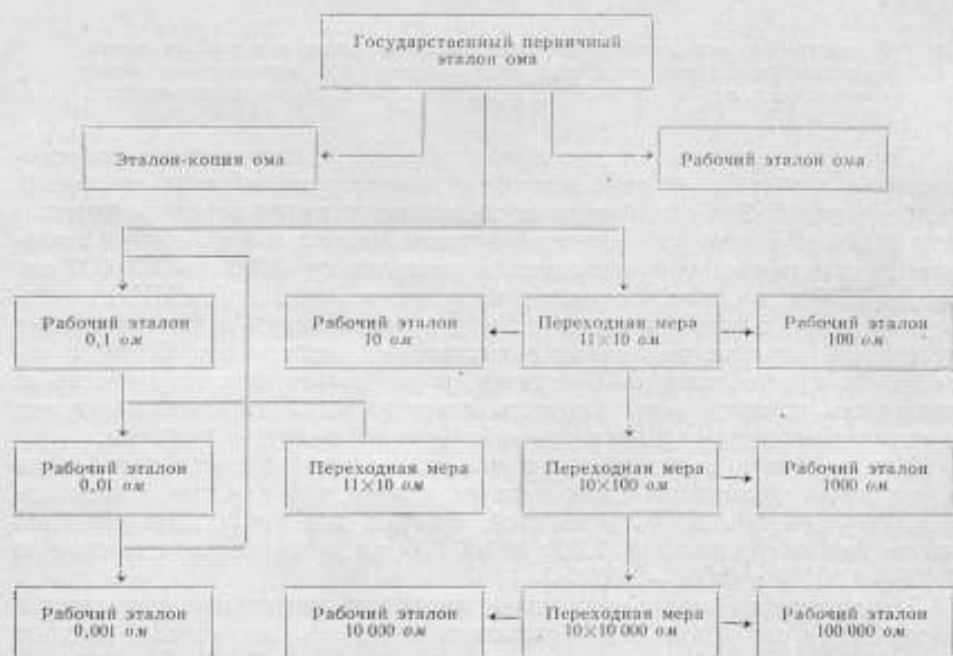


Схема калибровки эталонных сопротивлений.

Во главе схемы калибровки эталонных сопротивлений находится Государственный первичный эталон ома.

При переходе в 1961 г. на новые эталоны электрического сопротивления [4] в состав первичного эталона ома включены шесть герметизированных марганцовых одноомных катушек, изготовленных Краснодарским заводом электроизмерительных приборов. Значение первичного эталона ома равно среднему арифметическому из всех значений, входящих в группу отдельных сопротивлений, и составляет  $1,0000321 \text{ Ом}$ .



При поддержании и хранении первичного эталона предполагается, что изменения отдельных эталонных сопротивлений во времени взаимно компенсируются, поэтому среднее арифметическое значение его принимается неизменным. Оно является исходным при установлении значений сопротивлений отдельных катушек первичного эталона  $\Omega_m$  по результатам их взаимных сравнений.

При использовании моста-компаратора типа УМКС-1 взаимные сравнения сопротивлений обычно производится методом замещения. Значения сравниваемых сопротивлений вычисляются при этом через относительные отклонения их от номинальных значений  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , которые определяются по формулам [2]

$$\begin{aligned} x_1 &= r_1 + c; \\ x_2 &= r_2 + c; \\ &\dots \\ x_m &= r_m + c. \end{aligned} \quad (1)$$

где  $r_1, r_2, \dots, r_m$  — средние значения показаний компаратора в относительном выражении;

$c$  — постоянная показаний компаратора, соответствующая номинальному значению сравниваемых сопротивлений.

Постоянная  $c$  определяется из выражения

$$c = e - r_e, \quad (2)$$

где  $e = \frac{\sum_{i=1}^m x_i}{m}$  — относительное отклонение среднего значения первичного эталона  $\Omega_m$  от номинального значения, равное 0,0000321;

$m$  — число катушек;

$r_e = \frac{\sum_{i=1}^m r_i}{m}$  — среднее арифметическое показание компаратора при включении отдельных эталонных катушек.

Точность сравнения эталонных сопротивлений оценивается статистической обработкой полученных результатов, основанной на применении закона нормального распределения случайных погрешностей. Целесообразность применения этого закона обосновывается возможностью многократного повторения наблюдений, практически полным исключением систематических погрешностей моста-компаратора и его достаточно высокой чувствительностью.

При оценке точности сравнения сопротивлений методом замещения следует исходить из средней квадратичной относительной погрешности ряда показаний компаратора, которая определяется по формуле

$$\sigma_{r_i}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{n_i} v_i^2}{n_i - 1}, \quad (3)$$

где  $\sum v_i^2$  — сумма квадратов остаточных погрешностей;

$n_i$  — число показаний компаратора при включении одного из сравниваемых сопротивлений.

Так как обычно сравниваются между собой несколько одинаковых эталонных сопротивлений, то при определении погрешности результата сравнения целесообразно исходить из средней квадратичной погрешности всей совокупности полученных показаний.

Если  $n_i$  при включении всех катушек равны между собой, то среднюю квадратичную относительную погрешность всего совокупного ряда показаний можно определить по формуле

$$\sigma_r^2 = \frac{\sigma_{r_1}^2 + \sigma_{r_2}^2 + \dots + \sigma_{r_m}^2}{m} \quad (4)$$

или

$$\sigma_r = \sqrt{\frac{\sum \sigma^2}{n-m}}, \quad (5)$$

где  $n = n_i m$  — число всех показаний.

Если  $n_i$  не равны между собой, то искомое значение  $\sigma_r$  следует рассматривать как среднее взвешенное из  $\sigma_{r_i}$  с весами, пропорциональными  $(n_i - 1)$ .

Зная  $\sigma_r$ , можно определить среднюю квадратичную относительную погрешность среднего значения показаний компаратора  $S_r$  при включении отдельного эталонного сопротивления

$$S_r = \frac{\sigma_r}{\sqrt{n_i}}. \quad (6)$$

Формулу погрешности определения значения отдельного эталонного сопротивления первичного эталона ома  $S_x$  можно вывести, исходя из расчетных формул (1), которые могут быть написаны в следующем виде:

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{(m-1)r_1 - r_2 - \dots - r_m}{m} + e; \\ x_2 &= \frac{(m-1)r_2 - r_1 - r_3 - \dots - r_m}{m} + e; \\ \dots &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ x_m &= \frac{(m-1)r_m - r_1 - r_2 - \dots - r_{m-1}}{m} + e \end{aligned} \quad (7)$$

Считая, что среднее значение первичного эталона ома  $E$  не имеет погрешности, согласно закону сложения средних погрешностей получим

$$S_x = \sqrt{\frac{(m-1)^2 S_r^2 + (m-1) S_e^2}{m^2}}. \quad (8)$$

Точность результата сравнения целесообразно характеризовать наибольшей возможной или предельной относительной погрешностью

$$\lambda_x = 3S_x. \quad (9)$$

Одновременно с определением значений отдельных сопротивлений первичного эталона ома обычно устанавливают значения сопротивлений эталона-копии для международных сличений, рабочего эталона и общего сопротивления параллельного соединения переходной меры  $11 \times 10$  ом. При этом результат вычисляется по формуле

$$x = x_M = e + r_x - \left( \frac{r_1 + r_2 + \dots + r_m}{m} \right), \quad (10)$$

где  $x_M$  — относительное отклонение сопротивления переходной меры от номинального значения.

Соответственно этому предельная погрешность результата равна

$$\lambda_x = \lambda_M = 3 \sqrt{\frac{m^2 S_r^2 + m S_e^2}{m^2}}, \quad (11)$$

где  $\lambda_M$  — предельная погрешность калировки переходных мер сопротивления.

Дальнейший порядок калибровки эталонных сопротивлений ясен из приведенной схемы.

Результаты калибровки рабочих эталонов  $10 \div 100\,000\text{ ом}$  при использовании двух переходных мер сопротивления определяются по формуле

$$x = r_x - \left( \frac{r_{m_1} + r_{m_2}}{2} \right) + \left( \frac{x_{m_1} + x_{m_2}}{2} \right), \quad (12)$$

где  $r_x$ ,  $r_{m_1}$  и  $r_{m_2}$  — показания моста-компаратора при включении эталона и переходных мер сопротивления;

$x_{m_1}$  и  $x_{m_2}$  — относительные отклонения сопротивлений переходных мер от номинального значения.

В соответствии с расчетной формулой предельная относительная погрешность калибровки рабочих эталонов  $\lambda_{x_n}$  с учетом накопления погрешностей при передаче единицы сопротивления непосредственно от первичного эталона ома равна

$$\lambda_{x_n} = \sqrt{\lambda_x^2 + 0,5\lambda_m^2}, \quad (13)$$

где  $\lambda_x = 3S_x \sqrt{1,5}$  — предельная погрешность сравнения сопротивлений без учета погрешностей переходных мер.

Как видно из приведенной схемы, погрешности калибровки переходных мер сопротивления  $11 \times 10\text{ ом}$ ,  $10 \times 100\text{ ом}$  и  $10 \times 10\,000\text{ ом}$  равны соответственно погрешностям калибровки рабочих эталонов:  $1\text{ ом}$ ,  $100\text{ ом}$  и  $1000\text{ ом}$ .

Калибровка рабочих эталонов сопротивления  $0,1$ ;  $0,01$  и  $0,001\text{ ом}$  производится при помощи переходных мер  $11 \times 10\text{ ом}$ , которые используются как меры отношения сопротивлений  $10 : 1$ .

Результаты калибровки эталонов при использовании двух мер определяются по формуле

$$x = t - r_x + \left( \frac{r_{m_1} + r_{m_2}}{2} \right) - \left( \frac{\mu_1 + \mu_2}{2} \right), \quad (14)$$

где  $t$  — относительное отклонение сопротивления исходного эталона от номинального значения;

$\mu_1$  и  $\mu_2$  — относительные поправки отношения сопротивлений  $10 : 1$  переходных мер  $11 \times 10\text{ ом}$ .

Согласно формуле (14), для относительной предельной погрешности калибровки рабочих эталонов  $\lambda_{x_n}$  можно написать:

$$\lambda_{x_n} = \sqrt{\lambda_t^2 + \lambda_0^2 + 0,5\lambda_\mu^2}, \quad (15)$$

где  $\lambda_t$  — предельная погрешность исходного эталона;

$\lambda_\mu$  — предельная погрешность калибровки отношения сопротивлений переходных мер  $11 \times 10\text{ ом}$ ;

$\lambda_0 = 3 \sqrt{S_{r_x}^2 + 0,5S_{r_m}^2}$  — предельная погрешность результата сравнения двух отношений сопротивлений.

Значения предельных погрешностей калибровки эталонных сопротивлений, полученные в период с 1959 по 1962 г., приведены в таблице. Эти погрешности определены с вероятностью 0,997 путем обработки рядов измерения, содержащих до 30—40 значений одинакового достоинства. Если оценку точности полученных результатов производить с помощью таблиц Стьюдента — Фишера, то вероятность приведенных значений погрешностей изменится лишь до 0,97. Такое незначительное расхождение

вероятностей может служить обоснованием применения для оценки точности калибровки эталонных сопротивлений закона нормального распределения случайных погрешностей.

Номинальные значения эталонов, ом	Предельная погрешность калибровки эталонов $\times 10^3\%$			
	1950 г.	1960 г.	1961 г.	1962 г.
0,001	9,7	17,0	7,5	6,8
0,01	6,4	8,2	4,8	4,7
0,1	4,6	3,8	3,1	3,0
1 (первичный эталон)	1,2	1,7	1,3	1,3
1 (рабочий эталон)	1,7	2,1	1,5	1,6
10	2,2	2,6	2,3	1,9
100	2,6	2,8	2,3	2,1
1 000	2,9	3,7	2,4	2,2
10 000	3,9	4,6	2,5	2,4
100 000	7,1	7,1	4,0	3,7

### Выводы

1. Разработана методика оценки точности калибровки эталонных сопротивлений, основанная на применении хорошо изученного в метрологической практике закона нормального распределения случайных погрешностей. Осуществление методики обеспечено значительным упрощением рассматриваемой схемы, исключением систематических погрешностей новой аппаратуры и возможностью многократного повторения наблюдений в результате повышения производительности измерений.

2. Данные таблицы позволяют сделать вывод, что точность калибровки эталонных сопротивлений с помощью новой измерительной аппаратуры повышена не менее чем на один порядок. При этом продолжительность процесса калибровки эталонных сопротивлений сокращена с 5—6 месяцев до двух недель, причем число наблюдателей сократилось с двух до одного. Высокая точность калибровки эталонов достигнута без применения ртутных контактов, которые оказывали вредное влияние на здоровье наблюдателей.

### 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. Вессо-Адо Е. К., Схема сличений эталонных катушек сопротивления, Труды ВНИИМ, вып. 1 (56), 1947.
4. Горбачев С. В., Лопатникова А. Н., Светлакова Л. Ф., Шигорин В. П., О переходе в СССР на новые эталоны электрического сопротивления, Труды институтов Комитета, вып. 67 (127), 1962.

Поступила в редакцию  
23/VI 1962 г.

А. М. ТЕПЛИНСКИЙ

ВНИИМ

## ДВУХПЛЕЧИЙ МОСТ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ВОЗМОЖНОСТИ ЕГО ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

*В статье рассматривается принципиальная схема моста с двумя источниками питания, названная автором «двухплечим мостом». Дан анализ чувствительности и показана возможность применения моста для измерений весьма больших сопротивлений на постоянном токе.*

Мостовые методы измерений получили широкое распространение в технике для измерений как электрических, так и неэлектрических величин. Исследованию свойств четырехплечих мостов (Витстона) посвящено большое число работ.\* К настоящему времени вопросы теории и методов расчета этих мостов получили свое решение. Между тем существует еще одна интересная разновидность мостовой цепи (в дальнейшем будем называть ее «двухплечим мостом»), нашедшая применение главным образом в цепях переменного тока для сравнения двух напряжений [2], в индуктивных датчиках перемещений [3] и т. д. Схема двухплечевого моста используется также и в электронных приборах сравнительно низкого класса точности для измерения больших сопротивлений на постоянном токе [4].

Исследованию свойств двухплечевого моста постоянного тока в литературе уделено очень мало внимания. Некоторые работы [5] посвящены решению отдельных частных задач. Эта статья является попыткой в какой-то степени восполнить имеющийся пробел, а также оценить метрологические свойства двухплечевого моста с целью использования его для точных измерений больших сопротивлений.

### Условия равновесия моста

Двухплечий мост постоянного тока состоит из двух сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$ , двух источников питания  $U_1$  и  $U_2$ , включенных последовательно, и нулевого указателя  $НУ$  (рис. 1).

Для определения значения тока  $I_y$  в нулевом указателе воспользуемся эквивалентной схемой двухплечевого моста (рис. 2).

На основании второго закона Кирхгофа имеем

$$E_1 - I_1 r_{вн1} - I_1 r_1 - I_y r_y = 0; \quad E_2 - I_2 r_{вн2} - I_2 r_2 + I_y r_y = 0.$$

\* См. библиографию в работе [1].

Напряжения на зажимах источников тока, как мы знаем, равны

$$U_1 = E_1 - I_1 r_{вн1}; \quad U_2 = E_2 - I_2 r_{вн2}. \quad (1)$$

После несложных преобразований уравнения (1) получим

$$I_y = \frac{U_1 r_2 - U_2 r_1}{r_1 r_2 + r_y r_1 + r_y r_2}. \quad (2)$$

При равновесии мостовой цепи ( $I_y = 0$ ) имеют место следующие равенства:

$$U_1 r_2 - U_2 r_1 = 0 \text{ или } r_1 = \frac{U_1}{U_2} r_2; \quad (3)$$

$$I_1 = I_2 = I; \quad (4)$$

$$U_1 = I r_1 \text{ и } U_2 = I r_2. \quad (5)$$

Из формулы (3) следует, что в момент равновесия искомое значение сопротивления  $r_1$  определяется путем сравнения с образцовым  $r_2$ .

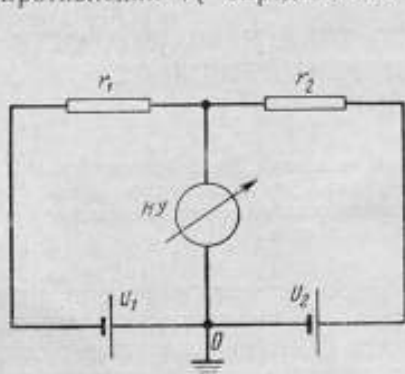


Рис. 1. Принципиальная схема двухплечего моста.

а отношение напряжений  $U_1$  и  $U_2$  на зажимах источников является мерой сравнения сопротивлений.

Так как высокоомные непроволочные сопротивления имеют явно выраженную зависимость от приложенного напряжения, то при измерении их необходимо знать значение напряжений. Как видно из формул (5), в момент равновесия напряжения  $U_1$  и  $U_2$  на зажимах источников питания равны соответственно напряжениям на зажимах сравниваемых сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$  и контролируются в процессе измерения.

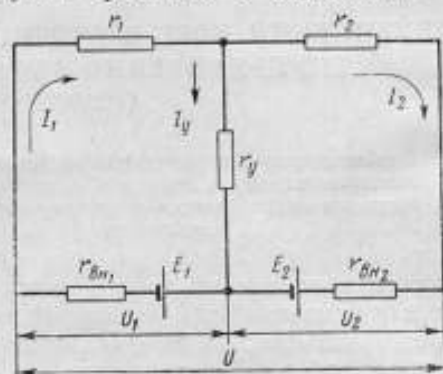


Рис. 2. Эквивалентная схема двухплечего моста.

$E_1$  и  $E_2$  — э. д. с. источников питания;  $r_{вн1}$  и  $r_{вн2}$  — внутренние сопротивления источников;  $r_y$  — входное сопротивление нулевого указателя;  $I_y$  — ток, проходящий через нулевой указатель;  $U = U_1 + U_2$  — суммарное напряжение.

### Чувствительность моста

При определении чувствительности двухплечего моста предполагалось, что:

- 1) применяется нулевой указатель с неизменным и известным входным сопротивлением  $r_y$ ;
- 2) известно (хотя бы приближенно) отношение значений образцового сопротивления к искомому;
- 3) задано значение  $U_1$ ;
- 4) мост находится вблизи состояния равновесия.

### Чувствительность моста по току

Уравнения для определения чувствительности, как известно [1], сильно упрощаются, если выразить сопротивления мостовой цепи в некоторых долях  $r_1$ , т. е. если положить

$$r_2 = kr_1 \text{ и } r_y = nr_1. \quad (6)$$

Чувствительность схемы определим как отношение приращения тока в нулевом указателе  $\Delta I_y$  к относительному изменению  $\varepsilon$  одного из элементов моста

$$\left( \varepsilon = \frac{\Delta r_1}{r_1}, \quad \varepsilon = \frac{\Delta r_2}{r_2}, \quad \varepsilon = \frac{\Delta U_1}{U_1} \text{ или } \varepsilon = \frac{\Delta U_2}{U_2} \right).$$

Принимая во внимание формулу (2), нетрудно показать, что чувствительность  $S_{mI}$  моста может быть вычислена на основании следующей зависимости:

$$S_{mI} = \frac{\Delta I_y}{\varepsilon} = \frac{1}{n(k+1)\left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n}\right)} \cdot \frac{U}{r_1}. \quad (7)$$

Комплектная чувствительность моста  $S_{mI}$  при применении нулевого указателя с чувствительностью  $S_I$ , очевидно, равна

$$S_{mI} = S_I S_{mI} = \frac{\Delta \alpha}{\varepsilon} = S_I \frac{1}{n(k+1)\left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n}\right)} \cdot \frac{U}{r_1}, \quad (8)$$

где  $\Delta \alpha$  — отклонение указателя при относительном изменении одного из элементов моста,  $r_1, r_2, U_1, U_2$ , на величину  $\varepsilon$ .

Чтобы найти условия максимальной чувствительности двухплечего моста, несколько преобразуем знаменатель уравнения (7):

$$S_{mI} = \frac{1}{(k+1)\left(n + \frac{n}{k} + 1\right)} \cdot \frac{U}{r_1}. \quad (9)$$

Из уравнения (9) непосредственно видно, что чувствительность моста по току имеет максимальное значение при  $n = 0$ , т. е. при  $r_y = 0$ . В этом случае

$$S_{mI} = \lim_{n \rightarrow 0} \frac{1}{(k+1)\left(n + \frac{n}{k} + 1\right)} \cdot \frac{U}{r_1} = \frac{1}{k+1} \cdot \frac{U}{r_1}. \quad (10)$$

### Чувствительность моста по напряжению

Поскольку напряжение на зажимах нулевого указателя при токе  $\Delta I_y$  равно  $\Delta U_y = r_y \Delta I_y$ , можно показать, что чувствительность двухплечего моста по напряжению составляет

$$S_{mU} = \frac{\Delta U_y}{\varepsilon} = \frac{1}{(k+1)\left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n}\right)} U. \quad (11)$$

Комплектная чувствительность моста по напряжению

$$S_{mU} = \frac{\Delta \alpha}{\varepsilon} = S_U S_{mU} = S_U \frac{10^{-2}}{(k+1)\left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n}\right)} U \left[ \frac{\text{мм}}{\text{проц}} \right], \quad (12)$$

где  $S_U$  — чувствительность нулевого указателя к напряжению.

При условии, что сопротивление нулевого указателя  $r_y$  во много раз превышает измеряемое сопротивление  $r_1$  (т. е.  $n \gg k$ ), получим максимальное значение чувствительности моста по напряжению:

$$S_{mU} = \frac{\Delta U_y}{e} = \frac{k}{(k+1)^2} U$$

или

$$S_{mU} = \frac{\Delta \alpha}{e} = S_U \frac{k}{(k+1)^2} U \cdot 10^{-2} \left[ \frac{\text{мм}}{\text{проц}} \right]. \quad (13)$$

Сравнение формул (10) и (13) для определения чувствительности двухплечего моста с соответствующими формулами четырехплечего моста [1] показывает, что оба моста обладают одинаковой чувствительностью.

### Погрешности моста

Общая погрешность измерения сопротивления с помощью двухплечего моста включает следующие частные погрешности:

- а) погрешность измерения напряжений на зажимах источников ( $U_1$  и  $U_2$ );
- б) погрешность образцовой меры ( $r_2$ );
- в) погрешность от недостаточной чувствительности нулевого указателя;
- г) погрешность от влияния токов утечки.

Рассмотрим эти погрешности.

Если применить для измерения  $U_1$  и  $U_2$  делители напряжения и потенциометр постоянного тока, то погрешность измерения напряжений на зажимах источников может быть относительно малой (0,02 ÷ 0,05 %).

Погрешность образцовых мер большого сопротивления возрастает в зависимости от увеличения номинального значения меры вследствие влияния токов утечки, нестабильности сопротивления и т. д. Образцовые меры сопротивления ВНИИМ с номинальными значениями  $10^6$  и  $10^7$  ом имеют погрешность не более 0,005 и 0,01 % соответственно. Погрешность переходных мер  $10^8$  ÷  $10^{12}$  ом из непроволочных сопротивлений, используемых для поверок мегомметров и тераомметров, не превышает 0,1 ÷ 1 % соответственно.

Как известно, все нулевые указатели (гальванометры, электрометры, электрометрические усилители и т. д.) обладают некоторой конечной чувствительностью. Вследствие этого появляется погрешность, обусловленная неточностью сравнения образцового  $r_2$  и измеряемого  $r_1$  сопротивлений, и измеренное значение сопротивления будет отличаться от действительного на некоторую величину, зависящую от порога чувствительности нулевого указателя.

Определим возникающую при этом погрешность для двух случаев, а именно, когда в качестве нулевого указателя применяется прибор, чувствительный к току, и прибор, чувствительный к напряжению.

В первом случае нулевым указателем является гальванометр с внутренним сопротивлением  $r_y$  и порогом чувствительности  $C_1 (S_1^{-1})$ .

При выводе формул погрешности будем предполагать, что мост уравновешивается изменением напряжения на зажимах источника питания  $U_2$ .

Изменение напряжения  $U_2$  на некоторую величину  $\Delta U_2$  не вызовет отклонения нулевого указателя потому, что ток в нем не превышает значения порога чувствительности.



Связь между  $\Delta U_2$  и  $C_I$  непосредственно вытекает из формулы (2) и имеет вид

$$\frac{r_1}{r_1 r_2 + r_y r_1 + r_y r_2} \Delta U_2 \leq C_I.$$

Умножая числитель и знаменатель левой части этого выражения на  $U_2$  и учитывая, что  $U_2 = kU_1$  и  $r_2 = kr_1$ , получим

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} \leq \frac{C_I}{U_1} \left[ 1 + \frac{r_y}{r_1} \cdot \frac{k+1}{k} \right].$$

Легко показать, что  $\frac{\Delta U_2}{U_2} \approx \frac{\Delta r_1}{r_1}$ .

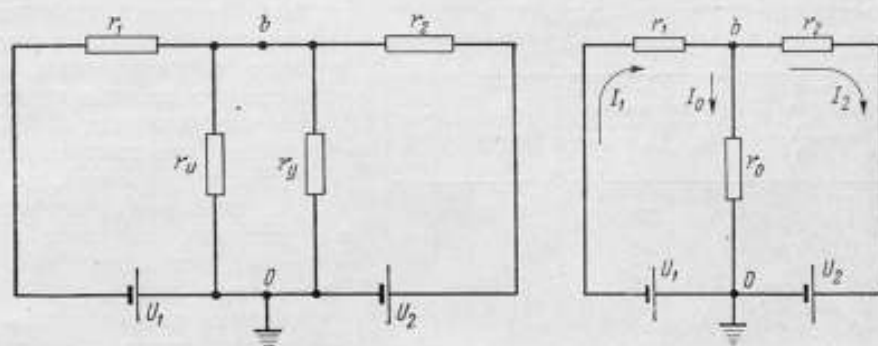


Рис. 3. Эквивалентная схема моста.

$r_u$  — сопротивление изоляции между точками  $b$  и  $0$ ;  $r_a = \frac{r_y r_u}{r_y + r_u}$  — результирующее сопротивление между точками  $b$  и  $0$ .

Отсюда следует, что возникающая относительная погрешность измерения сопротивления  $r_1$  равна

$$\delta = \frac{\Delta r_1}{r_1} \leq \frac{C_I}{U_1} \left[ 1 + \frac{r_y}{r_1} \cdot \frac{k+1}{k} \right]. \quad (14)$$

Это выражение, а также формула (10) могут служить основой для рационального выбора нулевого указателя. Из двух или нескольких гальванометров одинаковой чувствительности предпочтение следует отдать тому, у которого внутреннее сопротивление имеет наименьшее значение.

Во втором случае в качестве нулевого указателя используется прибор с очень высоким входным сопротивлением (электронный прибор, электрометрический усилитель и т. д.). Будем считать, что сопротивление изоляции  $r_u$  между точками  $b$  и  $0$  двухплечего моста включает в себя также и входное сопротивление нулевого указателя  $r_y$  (рис. 3).

При пороге чувствительности нулевого указателя, равном  $C_U$ , появится некоторая погрешность измерения сопротивления, вызванная токами утечки между точками  $b$  и нулевой точкой  $0$  мостовой цепи.

На основании первого и второго законов Кирхгофа можно написать:

$$I_2 = I_1 - I_0 = I_1 - \frac{C_U}{r_0};$$

$$U_1 = I_1 r_1 + C_U; \quad U_2 = I_2 r_2 - C_U.$$

Подставляя значения  $I_2$  в последнее равенство, после несложных преобразований получим

$$r_1 \approx \frac{U_1}{U_2} r_2 \left[ 1 - \frac{C_U}{U_1} - \frac{C_U}{U_2} \left( 1 + \frac{r_2}{r_0} \right) \right],$$

Откуда следует, что абсолютная погрешность измерения сопротивления  $r_1$  будет

$$\Delta r_1 \approx \frac{U_1}{U_2} r_2 \left[ -\frac{C_U}{U_1} - \frac{C_U}{U_2} \left( 1 + \frac{r_2}{r_0} \right) \right].$$

Учитывая, что  $U_2 = kU_1$ , и разделив обе части этого равенства на  $r_1$ , получим относительную погрешность измерения в виде

$$\delta = \frac{C_U}{U_1} \left[ \frac{1+k}{k} + \frac{r_1}{r_0} \right] \cdot 100 \text{ [проц]}. \quad (15)$$

На основании полученных выражений оценим возможности измерения больших сопротивлений. Прежде всего из формулы (13) следует, что чувствительность к напряжению двухплечего моста не зависит от значения измеряемого сопротивления, но существенно зависит от значения коэффициента  $k$ . Максимальная чувствительность имеет место при  $k = 1$ , т. е. когда значения искомого и образцового сопротивлений примерно равны друг другу.

Значение $k = \frac{r_2}{r_1}$	Комплектная чувствительность $S_{KU}$ [мм/проц]	Погрешность моста $\delta$ [проц]
1	250	0,003
0,1	83	0,012
0,01	10	0,1
0,001	1	1

Примечание.  
 $S_{KU} = S_U \frac{k}{(k+1)^2} U \cdot 10^{-2}$  [мм/проц];  
 $\delta = \frac{C_U}{U_1} \left[ \frac{k+1}{k} + \frac{r_1}{r_0} \right] \cdot 100$  [проц].

Из таблицы видно, что для уменьшения погрешности измерения желательно использовать меру меньшего номинального значения. Таким образом, практически  $k$  должен быть значительно меньше единицы, что приводит к соответствующему падению чувствительности. С другой

стороны, из формулы (15) следует, что с уменьшением  $k$  погрешность моста растет.

Формула (15) указывает на принципиальную возможность измерения больших сопротивлений при сопротивлении изоляции  $r_0$  между точками  $b$  и  $0$  равном значению искомого сопротивления. Это существенно снижает требования к изоляции двухплечего моста и к входному сопротивлению нулевого указателя.

В качестве нулевого указателя в двухплечем мосте могут быть применены электрометры и электрометрические усилители, а также усилители с электродинамическим конденсатором, имеющие порог чувствительности  $C_U = 0,1 \div 1$  мв и входное сопротивление  $10^{14} \div 10^{16}$  ом. Полагая, что входное сопротивление нулевого указателя примерно равно измеряемому сопротивлению, напряжение на измеряемом сопротивлении  $U_1 = 100$  в и порог чувствительности  $C_U = 1$  мв ( $S_U = 1000$  мм/в), найдем значение комплектной чувствительности и погрешности от недостаточной чувствительности двухплечего моста для различных значений  $k$  (см. таблицу).

В таблице наглядно показано, что с уменьшением значения  $k$  метрологические свойства двухплечего моста ухудшаются. Таким образом, используя электрометр не очень высокой чувствительности [6] и меру  $10^{12}$  ом, можно измерить сопротивление  $11^{13} \div 10^{15}$  ом (при  $k = 0,1 \div 0,001$ ) с погрешностью порядка  $1 \div 2\%$ .

Во ВНИИМ ведется работа по созданию мер большого сопротивления  $10^{13}$  и  $10^{14}$  ом. При наличии этих мер принципиально можно повысить верхний предел измерения моста до  $10^{16}$  и даже до  $10^{17}$  ом.

## Защита от токов утечек

Четырехплечие мосты постоянного тока используются в практике для точных измерений сопротивлений, не превышающих  $10^{10}$  ом, так как трудности, связанные с защитой мостов от токов утечки, быстро возрастают с ростом значения измеряемого сопротивления. В существующих мостах для измерения больших сопротивлений [7, 8] с целью защиты от токов утечки, кроме высококачественной изоляции, применяется защитная ветвь с экранировкой отдельных элементов цепи. Применение подобных мер защиты усложняет схему моста и удлиняет процесс измерения.

Источники питания и нулевой указатель двухплечего моста имеют одну общую нулевую точку 0, которая может быть заземлена. Это позволяет существенно упростить схему защиты двухплечего моста и резко поднять верхний предел измерения больших сопротивлений.

Возможные пути токов утечки через изоляторы мостовой цепи показаны на рис. 4. Токи утечки, проходящие через изоляторы точек *a* и *c*, шунтируют источники питания  $U_1$  и  $U_2$  и не влияют на погрешность измерения. Влияние тока, проходящего через изолятор *b* и нулевой указатель, определено выше [см. формулу (15) и таблицу]. В настоящее время без особых затруднений можно получить сопротивление изоляции  $r_0$  порядка  $10^{15}$  ом, используя высококачественные изоляторы (типа полистирол, фторопласт-4, янтарь и т. д.).

Автором статьи был собран и опробован макетный образец двухплечего моста. В качестве источников питания  $U_1$  и  $U_2$  использовались гальванические батареи. Нулевым указателем служил электрометрический усилитель с динамическим конденсатором на входе, имеющий порог чувствительности  $C_U = 0,1$  мв и входное сопротивление порядка  $10^{13}$  ом. Измерение напряжения на зажимах источника  $U_1$  производилось вольтметром класса 0,2, а на зажимах источника  $U_2$  — потенциометром. С помощью моста сравнивались две образцовые меры большого сопротивления  $10^{12}$  и  $10^{10}$  ом.

Расхождение результатов измерения меры  $10^{12}$  ом при измерении методом разряда конденсатора и двухплечим мостом не превышало 0,8%.

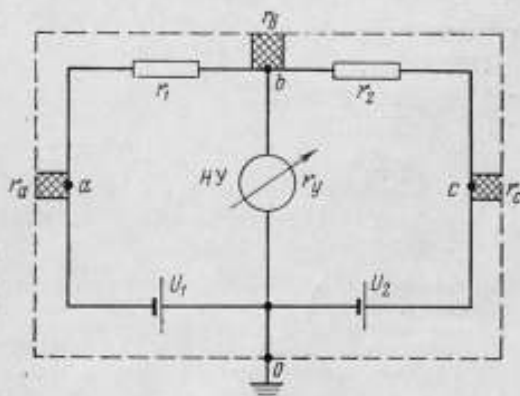


Рис. 4. Схема экранировки двухплечего моста.  $r_a, r_b, r_c$  — сопротивление изоляции в точках *a*, *b*, *c* мостовой цепи.

## Заключение

Теоретический анализ показал, что при измерении электрических сопротивлений среднего значения двухплечий мост не имеет существенных преимуществ перед обычным четырехплечим мостом. Однако вследствие простоты схемы, возможности заземления как источников питания, так и нулевого указателя создаются исключительно благоприятные условия защиты от токов утечек при измерении больших сопротивлений (свыше  $10^6$  ом). Поэтому имеется принципиальная возможность повысить до  $10^{16}$  ом верхний предел точного измерения сопротивлений мостовым методом.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б., Мостовые методы измерений, Гостехиздат УССР, Киев, 1953.
2. Нестеренко А. Д., Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания, Изд. АН УССР, Киев, 1960.
3. Дмитриев Е. И., Измерение малых перемещений индуктивным методом, Изд. АН СССР, 1945.
4. Frost W., Über die Messtechnik hochohmiger Widerstände, «Elektronik», № 8, 1957.
5. Kaufman A. V., «Instruments and Control Systems», 33, № 4, 1960, p. 634.
6. Стронг Д., Техника физического эксперимента, Лениздат, 1948.
7. Вальчихин Д. Д., Рождественская Т. Б., Образцовая установка для измерения больших сопротивлений, Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1951.
8. Панкратов Г. Ф. и Рождественская Т. Б., Передача верных значений единицы электрического сопротивления от эталонов образцовым и рабочим мерам и приборам большого сопротивления, Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.

Поступила в редакцию

9/VI 1962 г.

А. Л. ГРОХОЛЬСКИЙ

НГИМИП

### МЕТОД РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В МЕРАХ С КООКСИАЛЬНО-ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ ЭЛЕКТРОДАМИ

*В статье рассмотрен метод расчета потерь энергии в поверхности мер емкости и индуктивности с коаксиально-цилиндрическими электродами. Применение метода позволяет определить остаточное сопротивление у измерительных конденсаторов на частотах 10–200 МГц и снизить до 3–5% погрешность измерения добротности мер индуктивности (с добротностью порядка 100–200).*

При точных измерениях параметров электрических цепей и исследованиях электромагнитных свойств материалов в области звуковых и ультразвуковых частот приходится учитывать потери энергии в образцовых мерах и мерах, встроенных в измерительную аппаратуру.

При частотах, превышающих 10 МГц, учет потерь энергии в измерительной аппаратуре становится совершенно обязательным даже при проведении измерений с ограниченной точностью. При частоте 200 МГц погрешности измерения без введения поправок могут достигать 10–20%.

При таких высоких частотах потери энергии в образцовых мерах определяются главным образом потерями в поверхностях электродов. Потери в диэлектрических деталях, поддерживающих электроды, по сравнению с основными потерями малы или вообще отсутствуют, так как в особо ответственных случаях можно сконструировать меры совсем без диэлектрика, если не считать воздух между электродами.

Если потери в мерах при звуковых и ультразвуковых частотах благодаря исследованиям, проведенным во ВНИИМ, могут быть измерены с достаточной точностью, то при более высоких частотах пока это сделать невозможно из-за отсутствия измерительной аппаратуры. Поэтому единственным путем повышения точности измерений при высоких частотах в настоящее время является расчетно-экспериментальный метод учета потерь в поверхностях электродов.

Проведенный анализ показал, что только у мер, имеющих электроды простой геометрической формы, можно выполнить расчет потерь в электродах, представив их в виде эквивалентной им входной активной проводимости. К таким мерам относятся меры с коаксиально-цилиндрическими электродами: поршневые конденсаторы переменной емкости [1], коаксиально-цилиндрические конденсаторы [2] и коаксиальные индуктивности, а также дисковые конденсаторы.

В настоящей работе будет рассмотрена методика учета потерь только в мерах с коаксиально-цилиндрическими электродами.

Теория расчета потерь в коаксиальных устройствах известна уже давно [3 и 4], но для понижения погрешности измерения параметров цепей и веществ в метрологической практике она не нашла достаточного распространения.

Поскольку число случаев использования коаксиальных мер в диапазоне частот 10+200 Мгц все увеличивается, а требования к их точности повышаются, становится целесообразным вернуться к этому вопросу вновь, уже с учетом специфических особенностей метрологии.

Излагаемый ниже метод расчета потерь базируется на том, что в рабочем диапазоне частот меру с коаксиальными электродами можно рассматривать как коаксиальную линию передачи без потерь, в которой распространяется электромагнитная волна, характеризуемая равными и противоположными полными токами и зарядами на единице длины, наблюдаемыми в противоположных точках электродов. Когда электрическое поле радиальное, а магнитное поле круговое, у волны, распространяющейся в коаксиальной линии, нет нижней частоты среза. Поэтому меры могут быть использованы от сколь угодно низких частот. При этом они вызывают малые затухания в проходящей по ним волне. При этих условиях стационарное распространение напряжения и тока для точки, находящейся на расстоянии  $\alpha$  от конца меры, будет описываться уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\alpha &= \dot{U}_2 \cos 2\pi \frac{\alpha}{\lambda} + j I_2 \omega \sin 2\pi \frac{\alpha}{\lambda}; \\ I_\alpha &= I_2 \cos 2\pi \frac{\alpha}{\lambda} + j \frac{\dot{U}_2}{\omega} \sin 2\pi \frac{\alpha}{\lambda}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $I_2$  и  $\dot{U}_2$  — ток и напряжение на конце линии;

$\lambda$  — длина электромагнитной волны в свободном пространстве;

$\omega$  — волновое сопротивление.

### Входная активная проводимость поршневого конденсатора

Схема поршневого конденсатора [1] изображена на рис. 1. Все электроды конденсатора образуют три коаксиальные линии с волновыми сопротивлениями  $\omega_a$ ,  $\omega_b$  и  $\omega$ , причем первые две линии включены последовательно.

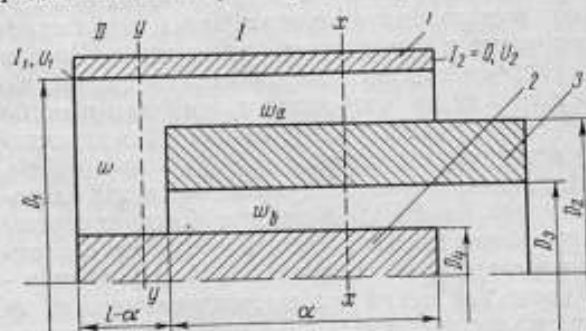


Рис. 1. Схема поршневого конденсатора.

1 — наружный электрод; 2 — внутренний электрод; 3 — поршень;  $l$  — длина электродов;  $D_1$  —  $D_3$  — диаметры.

Анализ этого конденсатора удобнее проводить, если разбить его на две части: первую часть I, содержащую поршень, и вторую часть II, не имеющую поршня.

Первая часть представляет собой линии с волновыми сопротивлениями  $\omega_a$  и  $\omega_b$ , работающие в режиме холостого хода, когда

ток  $I_2$  равен нулю, а напряжение  $\dot{U}_2$  на конце электродов равно сумме напряжений на конце каждой линии:

$$U_2 = U_{2a} + U_{2b}.$$

На основании уравнений (1) напряжение в сечении  $xx$

$$\left. \begin{aligned} U_x &= (U_{2a} + U_{2b}) \cos 2\pi \frac{x}{\lambda} = U_2 \cos 2\pi \frac{x}{\lambda} \\ i_x &= j \frac{U_2}{\omega_a} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Исходя из положения, что напряжение на конце конденсатора распространяется пропорционально волновым сопротивлениям

$$\frac{U_{2a}}{U_{2b}} = \frac{\omega_a}{\omega_b},$$

получим

$$i_x = j \frac{U_2}{\omega_a + \omega_b} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}, \quad (3)$$

где  $U_a$  и  $U_b$  — напряжения на конце линий с волновыми сопротивлениями  $\omega_a$  и  $\omega_b$ .

Рассеиваемую в проводящей поверхности первой части мощность подсчитываем по уравнению

$$P_1 = \int_0^a r_1 I_x^2 dx, \quad (4)$$

где  $r_1 = r_a + r_b$  — сопротивление единицы длины участка конденсатора, которое складывается из единичных сопротивлений линий с волновыми сопротивлениями  $\omega_a$  и  $\omega_b$ .

Сопротивление  $r_1$  возможно подсчитать по формуле А. Рассела [3], учитывающей влияние поверхностного эффекта и электромагнитные свойства материала электродов:

$$r_1 = \frac{R}{\pi} \left( \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} + \frac{1}{D_3} + \frac{1}{D_4} \right), \quad (5)$$

где поверхностное сопротивление материала  $R$  (ом) определяется выражением

$$R = 2\pi \sqrt{\frac{30q\mu}{\lambda}}. \quad (6)$$

Здесь  $q$  — удельное объемное сопротивление (ом·мм<sup>2</sup>/м);

$\mu$  — относительная магнитная проницаемость материала электродов.

Формула (5) выведена с некоторыми приближениями. В ней опущены члены второго порядка, которые становятся исчезающе малыми при рабочих частотах больше 10 МГц, при этом считается, что весь ток идет только в поверхностном слое.

Погрешность из-за последнего допущения, как это будет следовать из дальнейшего, исключается при экспериментальном определении значения  $R$ .

Учтя сделанные замечания, получим из уравнений (3) и (4), что

$$P_1 = \frac{U_2^2}{2(\omega_a + \omega_b)^2} r_1 a \left[ 1 - \frac{\lambda}{4\pi a} \sin 4\pi \frac{a}{\lambda} \right]. \quad (7)$$

Распределение токов и напряжений в сечении  $yy$  второй части конденсатора найдем после подстановки в уравнения (1) значений напряжений и токов, действующих на лобовой части поршня. Они будут равны

$$i_y = jU_2 \left( \frac{1}{\omega_a + \omega_b} \sin 2\pi \frac{a}{\lambda} \cos 2\pi \frac{y}{\lambda} + \frac{1}{\omega} \cos 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin 2\pi \frac{y}{\lambda} \right); \quad (8)$$

$$U_y = U_2 \left( \cos 2\pi \frac{a}{\lambda} \cos 2\pi \frac{y}{\lambda} - \frac{\omega}{\omega_a + \omega_b} \sin 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin 2\pi \frac{y}{\lambda} \right). \quad (9)$$

Активная мощность, поглощаемая во второй части конденсатора, определяется как

$$P_2 = r_2 \int_0^{l-a} I_y^2 dy, \quad (10)$$

где  $r_2$  — поверхностное сопротивление второй части

$$r_2 = \frac{R}{\pi} \left( \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_3} \right).$$

После подстановки выражения (8) в уравнение (10) и интегрирования получим

$$P_2 = \frac{U_2^2}{2} r_2 (l-a) \left[ \frac{1}{(w_a + w_b)^2} \sin^2 2\pi \frac{a}{\lambda} \left( 1 + \frac{\lambda}{4\pi(l-a)} \sin 4\pi \frac{l-a}{\lambda} \right) + \frac{1}{w(w_a + w_b)} \cdot \frac{\lambda}{2\pi(l-a)} \sin 4\pi \frac{a}{\lambda} \sin^2 2\pi \frac{l-a}{\lambda} + \frac{1}{w^2} \cos^2 2\pi \frac{a}{\lambda} \left( 1 - \frac{\lambda}{4\pi(l-a)} \sin 4\pi \frac{l-a}{\lambda} \right) \right]. \quad (11)$$

Наконец, необходимо еще учесть потери в передней стенке поршня, которые можно подсчитать, исходя из того, что сопротивление его лобовой части равно

$$r_n = R \int_{D_1}^{D_2} \frac{dr}{2\pi r} = \frac{R}{2\pi} \ln \frac{D_2}{D_1}, \quad (12)$$

где  $r$  — радиус передней стенки поршня.

Потери активной мощности в этом сопротивлении определяются как

$$P_n = r_n I_a^2 = \frac{U_2^2}{(w_a + w_b)^2} r_n \sin^2 2\pi \frac{a}{\lambda}. \quad (13)$$

Потери энергии в задней стенке поршня нами не учитываются, так как из-за большого реактивного сопротивления части поршня, не находящейся между электродами, ток, текущий по ней, незначителен по сравнению с током  $I_a$ .

Активную входную проводимость поршневого конденсатора, эквивалентную потерям в его электродах, можно определить, если сумму всех потерь отнести к  $U_1^2$  — напряжению, действующему на входе конденсатора. Значение этого напряжения получим из уравнения (9), если положим, что  $y = l - a$ :

$$U_1 = U_2 \left[ \cos 2\pi \frac{a}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l-a}{\lambda} - \frac{w}{w_a + w_b} \sin 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l-a}{\lambda} \right].$$

Итак, входная проводимость будет равна

$$g_{вх} = \frac{P_1 + P_2 + P_n}{U_1^2}. \quad (14)$$

При выведении формул для расчета потерь не учитывалось влияние краевых полей, которые увеличивают электрическую длину электродов и поршня по сравнению с их геометрической длиной.

При точных расчетах  $g_{вх}$ , когда длина  $a$  равна приблизительно величине зазора, следует учитывать это явление, особенно, если зазор между электродами и поршнем велик и емкость на единицу длины конденсатора мала.



На рис. 2 приведена зависимость входной проводимости от  $\alpha$  при различных значениях частоты  $f$  для поршневого конденсатора, встроенного в измеритель полной проводимости типа ИПП-1 [4] и имеющего  $D_1 = 43,0$  мм;  $D_2 = 42,7$  мм;  $D_3 = 35,1$  мм;  $D_4 = 34,9$  мм и  $l = 40$  мм. Влияние краевого поля на электрическую длину электродов при зазоре в 0,15 мм у этого конденсатора не учитывалось.

Если воспользоваться выражением (14), то, считая, что  $\alpha = 0$  и  $P_{\text{л}} = 0$ , можно получить формулу входной проводимости одного коаксиально-цилиндрического конденсатора в виде

$$g_{\text{вх}} = \frac{P_2}{U_1^2} = \frac{r_2 l}{w^2} \cdot \frac{1 - \frac{\lambda}{4\pi l} \sin 4\pi \frac{l}{\lambda}}{1 + \cos 4\pi \frac{l}{\lambda}}, \quad (15)$$

где

$$w = 138 \lg \frac{D_1}{D_4}.$$

У конденсатора этого типа иногда необходимо определять резонансную добротность, которую можно рассматривать как отношение запасенной в конденсаторе реактивной мощности  $P_p$ , когда он является возбужденным полуволновым коаксиальным резонатором, к активной мощности  $P_2$ , теряемой в его стенках, или как

$$Q_p = \frac{P_p}{P_2} = \frac{\omega L_0}{r_2} \cdot \frac{\int_0^l I_x^2 dx}{\int_0^l I_x dx} = \frac{\omega L_0}{r_2},$$

где  $L_0$  — индуктивность единицы длины линии,  $гн$ .

После сокращения и преобразования

$$Q_p = \frac{4\pi^2 f \ln \frac{D_1}{D_4} \cdot 10^{-10}}{R \left( \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_4} \right)}. \quad (15')$$

При выводе уравнения (15) подразумевалось, что индуктивность и сопротивление единицы длины конденсатора по всей его длине постоянны.

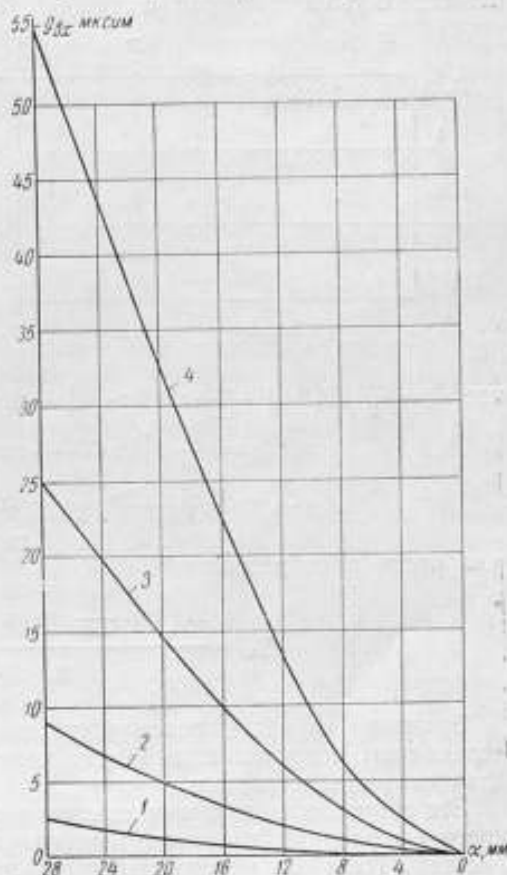


Рис. 2. Зависимость входной проводимости  $g_{\text{вх}}$  поршневого конденсатора от глубины погружения поршня.

1 — частота  $f = 60$  МГц; 2 — частота  $f = 100$  МГц; 3 — частота  $f = 150$  МГц; 4 — частота  $f = 200$  МГц.

### Входная активная проводимость коаксиально-цилиндрической индуктивности

При высоких частотах иногда приходится применять коаксиальные меры индуктивности (рис. 3). Они являются, по существу, закороченными коаксиальными линиями с длиной, меньшей четверти длины рабочей волны.

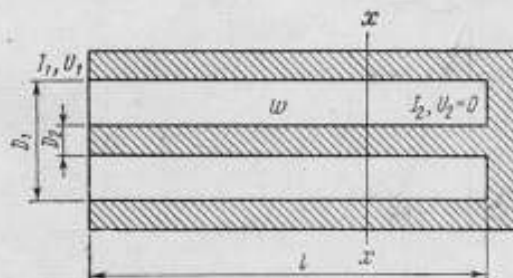


Рис. 3. Схема коаксиальной меры индуктивности.

Если воспользоваться выражениями (1) и (12) и учитывать, что  $U_2 = 0$ , то после ряда преобразований, аналогичных приведенным выше, получим входную проводимость для коаксиальной индуктивности в виде

$$g_{\text{вх}} = \frac{P + P_{\text{кз}}}{U_1^2},$$

где  $P = \frac{rl}{2} I_2^2 \left( 1 + \frac{\lambda}{4\pi l} \sin 4\pi \frac{l}{\lambda} \right)$  — потери в электродах;

$$P_{\text{кз}} = \frac{R}{2\pi} I_2^2 \ln \frac{D_1}{D_2} \text{ — потери в короткозамыкателе;}$$

$$U_1 = j I_2 \omega \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \text{ — напряжение на входе линии индуктивности,}$$

или после преобразований

$$g_{\text{вх}} = \frac{rl \left( 1 + \frac{\lambda}{4\pi l} \sin 4\pi \frac{l}{\lambda} \right) + \frac{R}{\pi} \ln \frac{D_1}{D_2}}{2\omega^2 \sin^2 2\pi \frac{l}{\lambda}}. \quad (16)$$

Значение входной проводимости приведено здесь без учета влияния переходного сопротивления между короткозамыкающим диском и цилиндрическими электродами.

Это сопротивление вызывает свои потери, которые зависят от тщательности выполнения короткого замыкания и не поддаются теоретическому расчету. Наличие ненормально большого переходного сопротивления можно определить по резкому увеличению входной проводимости у одной из мер при обработке результатов экспериментальных исследований серии однотипных мер, выполненных с предельной тщательностью.

### Экспериментальное определение поверхностного сопротивления электродов

Приведенные формулы (14)–(16) позволяют рассчитать входную проводимость мер. Они выведены с некоторыми упрощениями, не учитывающими потери энергии второго порядка на излучение, в переходных сопротивлениях приключающих устройств, в диэлектрике опорных изоляторов (если они есть) или пленках на поверхности электродов. Учет этих дополнительных потерь в дальнейшем позволит выяснить точность расчета входной проводимости, но на сегодня достижимая точность определяется не пренебрежением этими потерями, а достоверностью определения значений электромагнитных констант  $\mu$  и  $\rho$  металла, из которого изготовлены электроды.

Применение табличных данных  $\mu$  и  $\rho$  для расчета поверхностного сопротивления по формуле (6) нежелательно, так как наличие различных,

хотя и ничтожных, примесей в реальном металле изменяет теоретическое значение этих констант. Поэтому признано было целесообразным экспериментально определять непосредственное значение  $R$  металла, идущего на изготовление электродов.

Формула (6) выведена на основании допущения, что весь ток проходит по электроду в слое, равном глубине проникновения  $d$  в металл тока. Это не совсем точно, так как значение плотности тока на больших глубинах, равных нескольким глубинам проникновения  $d$  не равно нулю. Следовательно, целесообразно учитывать это явление при экспериментальном определении  $R$ .

Выражение (6) для  $R$  можно представить в несколько ином виде, а именно

$$R = \frac{2\pi V \sqrt{30\mu\sigma}}{V \sqrt{\lambda}} = \frac{R_0}{V \sqrt{\lambda}}, \quad (17)$$

где под  $R_0$  подразумевается экспериментальный коэффициент, характеризующий свойство металла электрода, учитывающий реальное распределение тока в толще металла электрода и не зависящий от частоты. При таком написании формулы (17) в полной мере сохраняется частотная зависимость  $R$ .

Реальное поверхностное сопротивление было определено резонансным методом. Для этого в коаксиально-цилиндрический конденсатор, который наиболее пригоден для такого эксперимента из-за простоты конструкции, вводилась энергия от генератора при помощи вспомогательной петли связи. Интенсивность возникших в конденсаторе колебаний контролировалась ламповым вольтметром, связанным с зондом, установленным на некотором расстоянии от открытого конца конденсатора. Подбором положений зонда и петли связи (установленной во вспомогательном отверстии в центре наружного электрода конденсатора) достигалась минимальная связь вольтметра и генератора с конденсатором, который при этом эксперименте превращался в полуволновый коаксиальный резонатор. Изменением частоты генератора от  $f_1$  до  $f_2$  определяли резонансную частоту конденсатора  $f_p$  и по понижению уровня напряжения на электродах конденсатора на  $0,707 U$  определяли ширину резонансной кривой, причем здесь  $U$  — наибольшее значение напряжения, наблюдаемого при резонансе.

Значение  $R_0$  было рассчитано по формуле

$$R_0 = \frac{f_2 - f_1}{V f_p} \cdot \frac{1,574 \cdot 10^{-9} \lg \frac{D_1}{D_2}}{\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2}}, \quad (18)$$

где  $f_1$  и  $f_2$  — частоты (в  $\text{гц}$ ), соответствующие понижению уровня напряжения на  $0,707 U$ .

В табл. 1 приведены значения  $R_0$ , измеренные для реальной меди  $R_{0\text{изм}}$ . Как видно, разброс отдельных значений  $R_{0\text{изм}}$  от среднего  $R_{0\text{ср}}$  не превосходит  $1 \div 2\%$ . Следует отметить, что значение  $R_{0\text{изм}}$  определялось при различных частотах, чтобы установить, однородна ли проводимость электродов при различной глубине проникновения в них тока. Как следует из результатов, такой зависимости не обнаружено. При этом эксперименте конденсаторы выполнялись из медных труб, взятых из различных партий.

В табл. 1 и 2 приведены также значения отклонений (в процентах) действительных добротностей конденсаторов  $Q_{\text{изм}}$ , полученных резонансным методом, от теоретических добротностей  $Q_p$ , рассчитанных по уравнению (15') для чистой меди. Эти отклонения в табл. 2 лежат в пределах  $16 \div 29\%$ .

Таблица 1

$D_1$ , мм	$D_2$ , мм	$l$ , мм	$I_p$ , МГц	$R_{визм} \cdot 10^3$	$Q_p$	$Q_{визм}$	$\frac{Q_p - Q_{визм}}{Q_p} \%$
15,89	9,89	354	429	5,78	903	698	22,0
15,89	9,89	287	512	5,58	990	797	19,5
15,89	9,89	233	630	5,60	1100	860	21,8

$R_{визм} = 5,65 \cdot 10^{-3}$

Таблица 2

$D_1$ , мм	$D_2$ , мм	$l$ , мм	$I_p$ , МГц	$Q_p$	$Q_{визм}$	$\frac{Q_p - Q_{визм}}{Q_p} \%$
15,89	13,69	233	636	416	343	17,0
15,89	12,74	233	633	596	480	22,6
15,89	7,85	233	630	1300	984	29,0
17,91	13,70	248	605	753	599	20,4
17,91	12,75	248	600	917	768	16,2
17,91	9,92	248	596	1380	1077	22,0

Для исключения возможных промахов при использовании найденных значений  $R_0$  в коаксиальных конструкциях, работающих при низких радиочастотах, когда глубина проникновения тока становится значительной, было проведено специальное исследование с целью выявления влияния механической обработки поверхности электрода на ее проводимость. Для этого методом протяжки были изготовлены три коаксиальных конденсатора из медных труб. Поверхность конденсаторов подвергалась чистке и обезжириванию, а электроды были отожжены при  $600^\circ \text{C}$  с последующим охлаждением в воде. Оставшиеся на их поверхности окислы были сняты осторожной шлифовкой.

Сравнение значений  $R_0$ , полученных до отжига, со значениями  $R_0$ , определенными после него, показали, что они совпадают в пределах ошибки их измерения. Иными словами, механические напряжения и изменения поверхностной структуры медных труб через несколько месяцев после их изготовления не влияют на значения  $R_0$  и поэтому можно считать, что по всей глубине металл однороден. Это позволяет использовать коаксиально-цилиндрические меры до таких частот, когда глубина проникновения тока в металл будет не более трети толщины стенок электрода.

#### Конструкция коаксиальных мер

Коаксиальные конденсаторы со значениями емкости от 10 до 500 пф изготавливались двух типов: с установкой центрального электрода на опорных изоляторах-кипках и без них.

Коаксиальный конденсатор первой конструкции состоял из двух электродов, практически равной длины, размеры которых подбирались из расчета получения заданной емкости. Внутренний электрод укреплялся при помощи шести изоляторов, ввертываемых под углом  $120^\circ$  в конденсатор через наружный электрод на расстояниях от его концов в четверть длины конденсатора. Эта конструкция близка к описанной в работе [5].

Для изготовления изоляторов использовался фторопласт-4 и плавленый кварц. Диэлектрическими потерями в изоляторах из-за малого ко-

личества диэлектрика и его хорошего качества пренебрегали. Этого нельзя делать, если изоляторы выполнены из другого материала, например из органического стекла.

С целью проверки качества конденсаторов с изоляторами был изготовлен конденсатор второго типа — без твердого диэлектрика. При помощи резьбы, нарезанной на концах его обоих электродов, последние укрепляли непосредственно на клеммах измерителя полной проводимости по двойной Т-образной схеме [5]. Вносимые в схему потери при подключении такого конденсатора соответствовали потерям в его поверхности. У этих конденсаторов иногда могут возникнуть трудно учитываемые потери в переходных сопротивлениях резьбовых соединений. Такие соединения следует делать предельно плотными и очищенными от загрязнений и окислов.

Поршневые конденсаторы изготовлялись не для самостоятельного применения, а только для работы в комплекте с измерителем полной проводимости типа ИПП [4]. Емкость их менялась в пределах  $100 \pm 120$  пф.

Коаксиальные индуктивности выполнялись из электродов, соединяемых на одном конце при помощи двойной гайки с конической резьбой. Гайка навертывалась на конец внутреннего электрода и затем вместе с ним ввертывалась в наружный электрод. Очень важно проделывать эту операцию как можно быстрее, чтобы на резьбе не успела образоваться пленка из окиси меди. Применять масла или эмульсии при нарезке резьбы нельзя. Качество соединений проверяется по совпадению в пределах нескольких процентов расчетной резонансной добротности индуктивности и действительной добротности. У очень длинных коаксиальных индуктивностей внутренний электрод крепится дополнительно у открытого конца при помощи трех изоляторов-кинопок, ввертываемых в наружный электрод.

#### Практическое использование рассмотренной методики расчета потерь

Изложенная выше методика расчета потерь была использована для определения входной проводимости у коаксиальных и поршневых конденсаторов и коаксиальных индуктивностей, работающих в диапазоне частот до 200 Мгц. Эта частота для подобных мер не является предельной и, если в этом встретится необходимость, может быть повышена до 500—1000 Мгц.

Меры всех трех рассмотренных типов были применены для определения остаточных параметров у измерителей полной проводимости типа ИПП-2 [4]. При этом был использован найденный выше закон изменения входной проводимости у поршневого конденсатора и определена активная проводимость соединительного устройства ИПП-2. Все это позволило снизить до  $3 \pm 5\%$  погрешность определения при помощи устройства ИПП-2 добротности (в пределах  $100 \pm 300$  ед.) у индуктивных мер в частном диапазоне до 200 Мгц. Эти же меры позволили определить остаточные параметры измерительных конденсаторов у куметров типов Е9-4 и Е9-5.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Грохольский А. Л., Расчет емкости прецизионного конденсатора для частот до 300 Мгц, Изв. СО АН СССР, № 8, 1961.
2. Грохольский А. Л., Образцовые конденсаторы для частот 200—300 Мгц, «Измерительная техника», № 8, 1960.
3. Russell Alexander, Philosophical Mag. and J. of Sci., v. XII, Sixth. Series, Jan. — June, 1909.
4. Щелкунов С. А., Электромагнитная теория коаксиальных передающих линий и цилиндрических экранов, Bell. Sistem Tech. J., v. 8, 1934.
5. Грохольский А. Л., Измеритель проводимости в диапазоне частот 1—250 Мгц по двойной Т-образной схеме, Труды Конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений, Изд. СО АН СССР, 1961.

Поступила в редакцию

5/II 1962 г.

Э. С. ЛИВШИЦ  
ВНИИК

### РАЗРАБОТКА МЕР БОЛЬШОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ ЧАСТОТ ДО 1000 гц

*В статье рассмотрены принципы конструирования мер (измерительных катушек) индуктивности со значениями до десятков генри для частот до 1000 гц. Приводятся результаты исследования разработанных (в макетном исполнении) катушек и составленного из таких катушек магазина (до 100 гн), предназначенных для комплектной поверки мостов переменного тока.*

#### Некоторые особенности новой разработки

Разработанные ранее [1] отдельно взятые меры индуктивности имели значение до 400 гн и магазины — до 1000 гн при частоте до 100 гц.

Для расширенного до 1000 гц диапазона частот достаточно иметь меры индуктивности со значениями до 100 гн — именно таков верхний предел измерения по индуктивности современных приборов (мостов) для этих частот. Кроме того, при имеющихся в настоящее время технических средствах практически невозможно создание пригодных для измерительных целей мер со значениями, превосходящими 100 гн.

Снижение в 10 раз требуемых пределов индуктивности по сравнению с прежней разработкой должно было бы, на первый взгляд, облегчить задачу. На самом же деле повышение частоты со 100 до 1000 гц вызывает существенные трудности: при этом частотная зависимость индуктивности, обусловливаемая собственной емкостью, возрастает не в 10, а в 100 раз. За счет этого сложность построения мер сильно возрастает. В силу аналогичных причин весьма усложняется обеспечение правильного суммирования значений мер в магазинах (в магазинах 10 ÷ 100 гн оно просто неосуществимо). Это обстоятельство оказалось весьма важным и определило ход всей разработки.

Главным принципом конструирования мер большой индуктивности, принятым в данной работе, является применение катушек с сердечником из ферромагнетика высокой проницаемости, имеющим воздушный зазор. Данные конструкции такого рода уже были освещены в литературе [1], однако при новой разработке потребовалось пересмотреть вопрос о выборе материала сердечника и исследовать частотную характеристику мер, применяемых в расширенном диапазоне частот.

## Выбор материала для сердечника

В работе [1] рассмотрено применение в качестве материала для сердечника известных железо-никелевых сплавов с высокой начальной проницаемостью типа «пермаллой», преимущественно марок 79НМ и 80НХС.

Однако наличие магнитного поверхностного эффекта, из-за которого происходит уменьшение динамической магнитной проницаемости, ограничивает возможность применения таких материалов при повышенной частоте. Как известно, динамическая магнитная проницаемость является сложной функцией частоты, статической проницаемости, электропроводности, удельных потерь на гистерезис, а также и толщины материала. Поэтому знания только одной статической проницаемости совершенно недостаточно для суждения о пригодности материала для создания сердечника.

Таблица 1

Расчет показывает, что динамическая проницаемость материала, принадлежащего по своим характеристикам к группе высокопроницаемых сплавов, в зависимости от его статической проницаемости и толщины будет иметь при частоте 1000 гц числовые значения, приведенные в табл. 1. Эти значения округлены до двух значащих цифр: потери на гистерезис,

Относительная проницаемость материала $\mu$ при $f = 1000$ гц			
Статическая	Динамическая при толщине, мм		
	0,1	0,2	0,35
4 000	4 000	3 900	3 000
10 000	9 900	8 400	4 400
20 000	19 000	12 000	5 000

ввиду их малости, для рассматриваемых материалов можно не учитывать. Расчет был выполнен по формулам, основывающимся на теории магнитного поверхностного эффекта [2, 3]. Как показывает табл. 1, выгода, усматриваемая в высокой проницаемости материала, может быть использована только в том случае, если толщина его не превышает известного предела. В частности, применение при 1000 гц материала с относительной статической проницаемостью 20 000 при толщине листа 0,35 мм практически бесполезно, поскольку динамическая проницаемость падает в 4 раза. Конечно, можно получить относительную динамическую проницаемость 20 000 при той же толщине и при тех же частоте и электропроводности материала за счет увеличения относительной статической проницаемости до 300 000, однако возможность такого повышения статической проницаемости нереальна.

Как известно, оценка качества листового материала при этих расчетах может быть получена в результате сравнения толщины материала с так называемой глубиной проникновения в него электромагнитного поля данной частоты  $f$ . Использование материала рационально, пока его толщина не превышает глубины проникновения  $\delta$ , определяемой по формуле

$$\delta = \frac{1}{2\pi \sqrt{j\sigma\mu}}, \quad (1)$$

где  $\sigma$  — электропроводность;

$\mu$  — относительная магнитная проницаемость.

Очевидно, что при неизменных частоте и электропроводности с повышением магнитной проницаемости глубина проникновения уменьшается. Для трех значений относительной магнитной проницаемости  $\mu$ , фигурирующих в табл. 1, при тех же значениях частоты и электропроводности, при которых вычислена эта таблица ( $f = 1000$  гц,  $\sigma \approx 1,61 \cdot 10^{-5}$  CG SM), глубина проникновения  $\delta$  получает следующие значения:  $\delta = 0,20$  мм

при  $\mu = 4000$ ;  $\delta = 0,13$  мм при  $\mu = 10\ 000$  и  $\delta = 0,09$  мм при  $\mu = 20\ 000$ . Следует также принять во внимание вывод работы [1] о необходимости выбора для сердечника материала с высокой начальной динамической проницаемостью, чтобы получить малую зависимость индуктивности от амплитуды приложенного напряжения.

Таким образом, для наших целей необходимо выбрать материал с высокой начальной проницаемостью и притом достаточно тонкий. Ориентировочно, при начальной относительной статической проницаемости  $\mu_0 = 20\ 000$  материал должен быть не толще 0,1 мм, при  $\mu_0 = 10\ 000$  — не толще 0,15 мм и т. д. Практически более существенно второе из приведенных численных значений проницаемости, как чаще встречающееся, особенно в связи с тем, что у материалов этого типа наблюдается систематическое падение проницаемости с уменьшением толщины листов.

#### Частотная зависимость и способы ее уменьшения

Основным фактором, вызывающим частотную зависимость в мерах большой индуктивности, является собственная емкость катушки, а также емкость между отдельными соединенными катушками. В первом приближении оценить влияние собственной емкости (которая, строго говоря, является распределенной) можно, рассматривая эквивалентную схему в виде чистой индуктивности  $L_0$ , последовательно соединенной с активным сопротивлением потерь  $r$  и шунтируемой некоторой сосредоточенной емкостью  $C$ . Как известно, эквивалентная индуктивность  $L$  такой цепи выражается формулой

$$L = \frac{L_0}{1 - \omega^2 L_0 C}, \quad (2)$$

где  $\omega$  — угловая частота.

В этой формуле отброшены, как второстепенные, члены, содержащие  $r$  (что допустимо уже при умеренно больших добротностях катушек). Из литературы известно, что формула (2) во многих случаях хорошо передает характер зависимости индуктивности от частоты.

При изменении значения круговой частоты от некоторого весьма низкого («нулевого») до заданного  $\omega$  увеличение индуктивности  $\Delta L_0$  составляет

$$\Delta L_0 = L - L_0 = L_0 \frac{\omega^2 L_0 C}{1 - \omega^2 L_0 C}, \quad (3)$$

а по отношению к начальной индуктивности

$$\frac{\Delta L_0}{L_0} = \frac{\omega^2 L_0 C}{1 - \omega^2 L_0 C}. \quad (4)$$

Приближенно при  $\omega^2 L_0 C \ll 1$ , иными словами достаточно далеко от резонанса, будет

$$\frac{\Delta L_0}{L_0} \approx \omega^2 L_0 C, \quad (5)$$

т. е. относительное изменение индуктивности является квадратичной функцией частоты. Изменение индуктивности при переходе от низких частот к высоким может быть определено предварительно, чтобы в дальнейшем пользоваться им в качестве поправки.

Но, кроме указанного изменения индуктивности, необходимо еще рассмотреть изменение эквивалентной индуктивности при небольших изменениях частоты вблизи некоторого фиксированного значения последней. В результате дифференцирования приведенной выше зависимости (2), с достаточным для практики приближением, можно получить

$$\Delta L = \frac{2L_0^2 C \omega \Delta \omega}{(1 - \omega^2 L_0 C)^2}. \quad (6)$$



Из уравнений (5) и (6), в свою очередь, следует

$$\frac{\Delta L}{L} = 2 \frac{L - L_0}{L_0} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega} = 2 \frac{\Delta L_0}{L_0} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega}, \quad (7)$$

или, выражая  $\omega$  через частоту  $f$ , получим

$$\frac{\Delta L}{L} = 2 \frac{\Delta L_0}{L_0} \cdot \frac{\Delta f}{f}. \quad (7a)$$

Задаваясь допустимым изменением  $(\Delta L/L)_{\max}$ , при максимально возможном отклонении частоты  $(\Delta f/f)_{\max}$  получим для допустимого значения  $(\Delta L_0/L_0)_{\text{доп}}$

$$\left(\frac{\Delta L_0}{L_0}\right)_{\text{доп}} = \frac{1}{2} \frac{(\Delta L/L)_{\max}}{(\Delta f/f)_{\max}}. \quad (8)$$

Для подсчетов по формуле (8) можно составить табл. 2, в которой  $(\Delta L/L)_{\max}$  и  $(\Delta f/f)_{\max}$  выражены в процентах.

Таблица 2

При работе с обыкновенными лабораторными генераторами современных типов (чаще всего это RC-генераторы, например широко распространенный в СССР генератор типа ЗГ-10) возможны либо отклонения из-за неточности градуировки фактической частоты от номинальной, отсчитанной по шкале, либо изменения установленной частоты со временем.

Предельные значения этих отклонений обычно не более  $\pm 2\%$  (примерно такие же отклонения допускаются в мостах со встроенным генератором), часто встречаются и меньшие допуски (например  $\pm 1\%$ ). Если потребовать, чтобы при этих условиях изменения индуктивности не превышали  $\pm 0,2\%$ , то будет  $(\Delta L_0/L_0)_{\text{доп}} = 0,05$ . Таким образом, общее изменение индуктивности от начального значения  $L_0$  (при «нулевой» частоте) не должно превышать  $5\%$ .

Другим фактором, который может вызвать изменение индуктивности, является магнитный поверхностный эффект в сердечнике. С возрастанием частоты падает из-за магнитного поверхностного эффекта магнитная проницаемость сердечника  $\mu$ , в связи с этим, уменьшается индуктивность катушки. Такие изменения наблюдаются главным образом в тех катушках, у которых сравнительно мала собственная емкость  $\mu$ , следовательно, мало вызываемое емкостью изменение индуктивности.

Если причиной изменения индуктивности является поверхностный эффект в сердечнике, то необходимо заменить листовой материал сердечника более тонким.

Главной причиной зависимости индуктивности от частоты является собственная емкость катушки. Как показали описываемые ниже предварительные опыты, эта зависимость, если не принять мер для уменьшения емкости, в рассматриваемых катушках будет весьма велика. Сохраняя в основном конструкцию катушки, можно уменьшить собственную емкость ее, разделяя обмотки на отдельные секции. Для этого каркас катушки разделяют на ряд частей перегородками с прорезями, через которые при переходе из одной секции в другую пропускается наматываемый провод. Так образуются последовательно соединенные секции, имеющие большую

$\left(\frac{\Delta L}{L}\right)_{\max} \%$	$(\Delta L_0/L_0)_{\text{доп}}$ при $(\Delta f/f)_{\max} \%$			
	10	5	2	1
1	0,05	0,10	0,25	0,50
0,5	0,025	0,05	0,125	0,25
0,2	0,01	0,02	0,05	0,10
0,1	0,005	0,01	0,025	0,05

индуктивную связь. На значении индуктивности всей катушки в целом такое секционирование почти не сказывается, емкость же при этом уменьшается весьма заметно. Это происходит, во-первых, потому, что емкость каждой секции (содержащей тем меньше витков, чем больше число секций) в отдельности значительно меньше емкости всей не разделенной на секции катушки и, во-вторых, потому, что емкости отдельных секций находятся в последовательном соединении и, следовательно, общая емкость катушки уменьшается. Этот способ находит широкое применение при создании межкаскадных трансформаторов в ламповых усилителях, безреактивных катушек сопротивления (намотки по Шаперону, Кору и др.), но о применении его в измерительных катушках индуктивности в литературе, насколько нам известно, ранее не сообщалось.

Сложнее обстоит дело с зависимостью индуктивности от частоты в магнитоиндуктивных при сочетании нескольких мер. В этом случае начинают сказываться емкости между отдельными катушками. Особо опасными становятся эти емкости при повышенной частоте для больших значений индуктивности, что как раз и не дает возможности обеспечить правильное суммирование значений мер.

Рассмотрим конструкцию созданных мер и результаты их исследования.

### Меры до 10 гн

Катушки с номинальными значениями 1, 2, 3 и 4 гн, собранные на одинаковых сердечниках Ш 20 × 25 (форма сердечника в разрезе изображена на рис. 1), не были секционированы.

Исследовались катушки с номинальными значениями 1 и 4 гн. Зависимость индуктивности от напряжения на этих катушках при разных частотах изображена на рис. 2 и 3. Для катушки 1 гн (число витков около 1350) характерно уменьшение индуктивности при переходе от 100 к 1000 гц, что можно объяснить магнитным поверхностным эффектом. Это уменьшение, однако, невелико; например, если сравнить значения индуктивности при напряжении 3 в на частоте 100 гц и при эквивалентном ему напряжении 30 в на частоте 1000 гц, то уменьшение составляет 0,3%. Для катушки 4 гн (число витков около 2700) характерно, наоборот, увеличение индуктивности с частотой (~1%), что должно объясняться преобладанием действия собственной емкости.

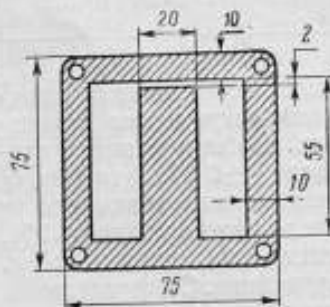


Рис. 1. Разрез сердечника типа Ш 20×25.

Изменение индуктивности катушки 1 гн в зависимости от напряжения составляет при  $f = 100$  гц около 2%. При увеличении напряжения от малых долей вольта до 15 в (рис. 2) это изменение у данной катушки значительно выше, чем у катушки того же значения, созданной ранее [1]. При частоте 1000 гц и изменении напряжения до 30 в (что эквивалентно изменению напряжения до 3 в при 100 гц) изменение индуктивности составило около 0,8%. Это примерно на 0,3% меньше соответствующего изменения индуктивности при 100 гц и объясняется магнитным поверхностным эффектом, заметно проявляющимся при повышении частоты. Объяснение большей зависимости индуктивности от напряжения у новой катушки следует искать только в худших магнитных характеристиках материала сердечника, относительная начальная проницаемость которого составляет по подсчету около 5000.

Несмотря на такую относительно большую зависимость индуктивности от напряжения, испытанные катушки, в частности катушка 1 гн, пригодны для работы, но при некотором (достаточно грубом) контроле напряжения. Действительно, из характеристики катушки 1 гн (рис. 2) видно, что при напряжениях до 1 в (при  $f = 100$  гц) изменение индуктивности от началь-

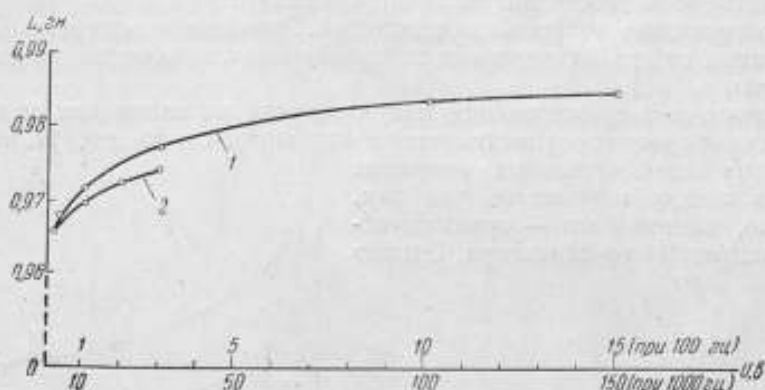


Рис. 2. Зависимость индуктивности катушки 1 гн от напряжения  $U$ .

— частота  $f = 100$  гц; 2 — частота  $f = 1000$  гц.

ного значения не превышает 0,6%; допуская же, что напряжение на катушке меняется на 10%, получим, что индуктивность изменится не более чем на 0,06%, что можно считать вполне допустимым. Таким образом, в этом случае достаточно контролировать напряжение с погрешностью

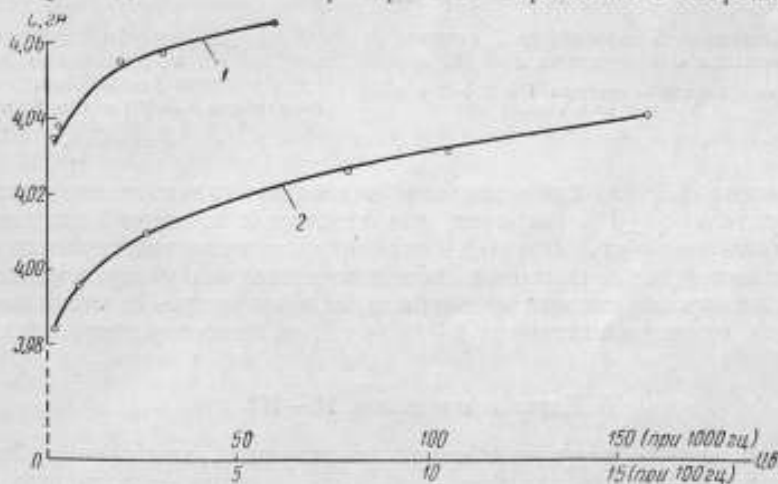


Рис. 3. Зависимость индуктивности катушки 4 гн от напряжения  $U$ .

1 — частота  $f = 1000$  гц и 2 — частота  $f = 100$  гц.

до 10% или допустить такого же порядка нестабильность напряжения. Мы взяли наиболее неблагоприятные условия, однако при более высокой частоте или при большем напряжении соответствующие изменения будут меньше.

Аналогичные зависимости были сняты и для магазина, составленного из указанных четырех мер (1 + 2 + 3 + 4 гн). При 100 гц и изменении напряжения на зажимах магазина от 1 до 10 в изменение индуктивности

составило около 0,5%, при переходе от 100 к 1000 гц изменение составило около 1,4%.\*

Кроме этих зависимостей, были также определены коэффициенты добротности  $Q$  отдельных катушек и всего магазина в целом при различных напряжениях на частотах 100 и 1000 гц (рис. 4 и 5). Характерными являются уменьшение добротности при увеличении напряжения и непропорционально малое возрастание добротности с частотой. Это свидетельствует о быстром возрастании потерь в сердечнике при увеличении амплитуды напряжения и частоты.

Исследование суммирования индуктивности магазина показало: при 100 гц суммирование осуществляется с погрешностью до  $\pm 0,1\%$ , что указывает на незначительные взаимные влияния между катушками, так как, очевидно, влияния эти — преимущественно индуктивного характера. Однако

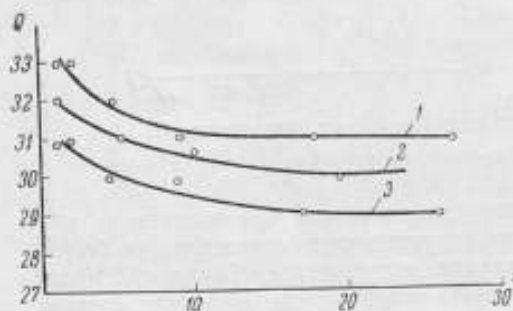


Рис. 4. Зависимость добротности  $Q$  катушек от напряжения  $U$  при частоте  $f = 100$  гц.  
1 — катушка 4 гн; 2 — катушки 1 + 2 + 3 + 4 гн;  
3 — катушка 3 гн.

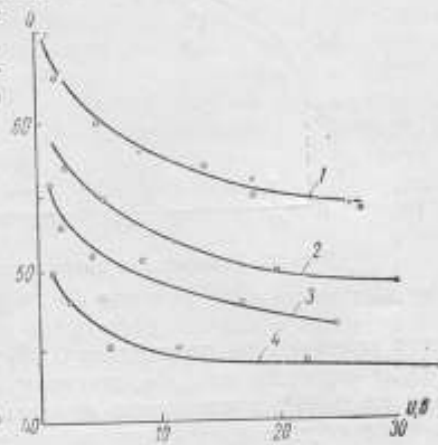


Рис. 5. Зависимость добротности  $Q$  катушек от напряжения  $U$  при частоте  $f = 1000$  гц.  
1 — катушки 3 гн (O) и 4 гн (X); 2 — катушка 10 гн; 3 — катушка 1 гн; 4 — катушка 2 гн.

при частоте 1000 гц суммирование возможно только с погрешностью приблизительно  $\pm 1\%$  (впрочем, для некоторых сочетаний катушек оно может быть значительно точнее). Такой процент погрешности можно объяснить значительными емкостями вследствие наличия металлических каркасов. Снизить эти емкости можно было бы, отказавшись от металлических каркасов, однако в магазинах 1—10 гн это не было осуществлено.

#### Меры и магазины 10—100 гн

Непригодность катушек обычной конструкции, намотанных без принятия каких-либо мер для уменьшения собственной емкости, при значениях индуктивности от 10 гн и выше обнаружилось при первых же экспериментах. Например для катушки с номинальным значением 30 гн, намотанной на сердечнике Ш 20 × 25,  $\Delta L_0/L_0$  при  $f = 1000$  гц в лучшем случае составляло около 10%. Между тем выше было выяснено, что допустимыми следует считать изменения, не превышающие 5%. При этих экспериментах был также обнаружен большой разброс значения  $\Delta L_0/L_0$  (например, для

\* Такое сравнительно большое изменение следует отнести на счет емкости, создаваемой металлическим каркасом, на котором монтировались катушки (применялась конструкция магазина, разработанная КБ ВНИИМ для магазинов, предназначенных для частот до 100 гц).

одной катушки с  $L \approx 35 \text{ гн}$  было получено  $\Delta L_0/L_0 \approx 28\%$ ), что также служит дополнительным доводом к отказу от обычной намотки.

Уже в результате простейшего секционирования (разбивка на 3 секции) было достигнуто улучшение:  $\Delta L_0/L_0$  для катушки 40 гн получилось приблизительно равным 7%, а для катушки 10 гн — около 1%; для катушек 20 и 30 гн были найдены промежуточные значения.

Однако при сборке этих катушек в магазин для суммарного значения 100 гн  $\Delta L_0/L_0$  оказалось гораздо большим (порядка 20%). Причиной этого является металлический каркас, на котором был собран магазин. Поэтому в дальнейших экспериментах такой каркас уже больше не применяли.

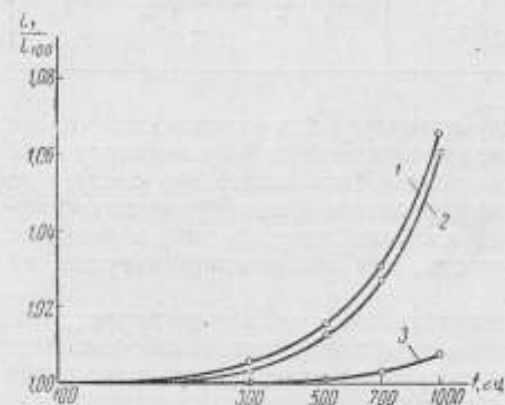


Рис. 6. Зависимость индуктивности от частоты для секционированных катушек.

1 — катушка 40 гн; 2 — катушки 10 + 20 + 30 + 40 гн; 3 — катушка 10 гн.  
 $L_f$  — индуктивность при частоте  $f$ ,  $L_{100}$  — при частоте 100 гц.

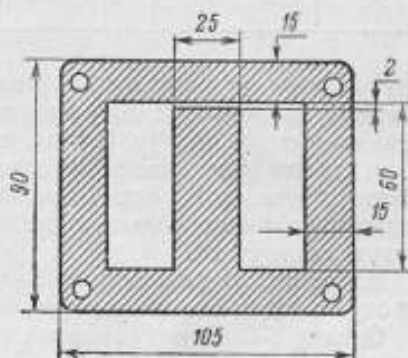


Рис. 7. Разрез сердечника типа III 25×30.

а катушку крепили непосредственно к изолирующей панели магазина.

После перехода на новое крепление значение  $\Delta L_0/L_0$ , хотя и снизилось до 7—8%, однако, все же, оставалось превышающим допустимую величину. Кривые частотной зависимости для набранных на магазине значений 10, 40 и 100 гн представлены на рис. 6.

Таким образом оказалось необходимым продолжить эксперименты в двух направлениях: 1) еще больше снизить частотные зависимости отдельных катушек и 2) рациональным расположением катушек снизить эту зависимость у магазина.

В первом случае увеличили количество секций, а также применили сердечники иных габаритов и, кроме того, разбили меры на несколько отдельных, последовательно соединенных катушек. Подобная разбивка, хотя и ведет к увеличению габаритов и веса, не давая никакого прироста добротности, однако иногда приводит к существенному уменьшению емкостных эффектов.

В описываемых дальнейших экспериментах, кроме указанного ранее сердечника типа III 20×25, применялся сердечник типа III 25×30 (рис. 7). В дальнейшем мы будем называть эти сердечники соответственно «малый» и «большой», или сокращенно — М и Б. Результаты одного из таких экспериментов — для получения меры 40 гн — даны в табл. 3.

Из таблицы видно, что по частотной характеристике наилучшим из всех вариантов катушки является 3-й. Для применения в виде отдельной меры был бы допустим 2-й вариант, но для магазина, где еще добавляются емкости между входящими в него мерами (емкость монтажа и т. д.), этот вариант не подходит. Интересно также сравнить 2-й и 3-й варианты и по

Таблица 3

Вариант катушки	Сердечник	Число секций катушки	Общее количество витков	$\Delta L_0/L_0$ % ( $f=1000$ гц)	Примечание
1	М	3	~8600	7,5	Повторение ранее выполненного варианта
2	Б	5	~7000	4,2	Более тщательное выполнение намотки, чем в предыдущем варианте
2а	Б	5	~7000	3,3	
3	2×М	2×3	2×6100	2,6	1-е одинаковые катушки в последовательном соединении
4	Б	6	~7000	3,5	

другим характеристикам: по расходу материала они равноценны, что же касается добротности, то у катушки, выполненной по 2-му варианту (при одинаковых прочих условиях), она должна быть выше. Это следует из того, что две последовательно соединенные одинаковые катушки по добротности эквивалентны одной такой же катушке, катушка же на большом сердечнике имеет большую добротность, чем аналогичная катушка на малом сердечнике.

Катушка, выполненная по 1-му варианту, для наших целей непригодна, но она может найти применение, например, в более узком диапазоне частот.

Однако 1-й вариант полезен в другом отношении: он повторяет ранее выполненный вариант (см. выше) и, так как результаты по частотной зависимости в обоих случаях практически совпали (7 и 7,5%), то этим доказываются воспроизводимость характеристик при намотке секциями и необходимость применения во всех подобных случаях именно такой, а не обычной намотки.

Наконец, сравнение вариантов 2а и 4-го показывает, что и увеличение числа секций полезно только до известного предела. Результаты аналогичного сравнения для меры 30 гн приведены в табл. 4. Выводы по результатам этого сравнения аналогичны предыдущим.

Таблица 4

Вариант катушки	Сердечник	Число секций катушки	Общее количество витков	$\Delta L_0/L_0$ % ( $f=1000$ гц)	Примечание
1	Б	4	~6100	2,9	Более тщательное выполнение намотки
2	Б	5	~6200	2,3—2,5	
2а	Б	5	~6200		2,3
3	2×М	2×3	4200+6100	6	
4	М	3	~7500		

Катушки 20 и 10 гн (с числом витков соответственно ~ 6100 и ~ 4400) были выполнены с тремя секциями на малом сердечнике. Значение  $\Delta L_0/L_0$  составляло для них соответственно 2 и 0,5%.

По окончании экспериментов были испробованы различные варианты соединения мер 10—100 гн в один магазин. Результаты излагаются ниже.

**Первый вариант.** На панели 320 × 445 мм было смонтировано 5 катушек: 30 гн (одна), 20 гн (три), 10 гн (одна). Первая катушка была смонтирована в центре квадрата, в вершинах которого были расположены остальные. Каждая катушка была выведена к отдельной паре гнезд, кото-

рые соединялись между собой под панелью, а от двух крайних катушек были выведены провода к зажимам. В окончательном выполнении две из катушек 20 гн были соединены между собой и получена одна мера 40 гн со своими гнездами.

**Второй вариант.** На такой же панели, как в первом варианте, были смонтированы 4 катушки: 10 гн, 20 гн, 30 гн и 40 гн. Две последние — 5-секционные, на больших сердечниках, остальные — на малых.

Полученные результаты свелись к следующему. В первом варианте, при наибольшем значении  $L_0$ , равном 100 гн, относительное изменение индуктивности  $\Delta L_0/L_0$  составляло 4%, при промежуточных значениях индуктивности оно доходило до 5%; конкретно это последнее значение получилось для двух катушек по 20 гн, когда их соединение было еще

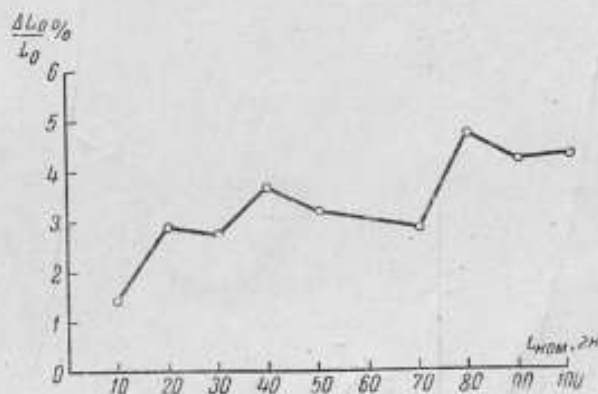


Рис. 8. Изменение индуктивности  $\Delta L_0/L_0$  с частотой (до 1000 гц) для макета магазина 10—100 гн при различных номинальных значениях индуктивности.

временным. Окончательные результаты по этому варианту приводятся ниже отдельно, поскольку по нему выполнен макет магазина.

Во втором варианте были получены результаты, весьма близкие к результатам первого варианта, расхождение между ними по максимальным значениям  $\Delta L_0/L_0$  не превосходило нескольких десятых долей процента.

В окончательном макете, выполненном по первому варианту (который по результатам равноценен второму, но более экономичен), имеются катушки 10 гн, 20 гн и 30 гн (последняя на большом сердечнике) и 20 + 20 гн (т. е. две катушки в последовательном включении), выведенные к отдельным гнездам. Для улучшения частотной зависимости все значения до 70 гн включительно набираются без участия катушки 30 гн, которая участвует лишь в комбинациях 80, 90 и 100 гн. Максимальная частотная зависимость  $\Delta L_0/L_0$  в макете получается при значении 80 гн и составляет около 5%, снижаясь при 90 и 100 гн до 4,3%; при всех остальных значениях  $L$  получаются  $\Delta L_0/L_0 < 4\%$  (рис. 8).

Были определены зависимости индуктивности макета магазина от напряжения при различных номинальных значениях его индуктивности и двух частотах. Результаты, представленные на рис. 9, довольно близки к результатам, полученным для магазина 1—10 гн. При частотах 100 и 1000 гц были определены также значения добротности при различных значениях индуктивности. Наибольшая добротность по сравнению с другими получена у катушки 10 гн ( $Q \approx 50$  при 1000 гц), что объясняется, по-видимому, применением для сердечника более тонкого материала (0,1 мм; в остальных

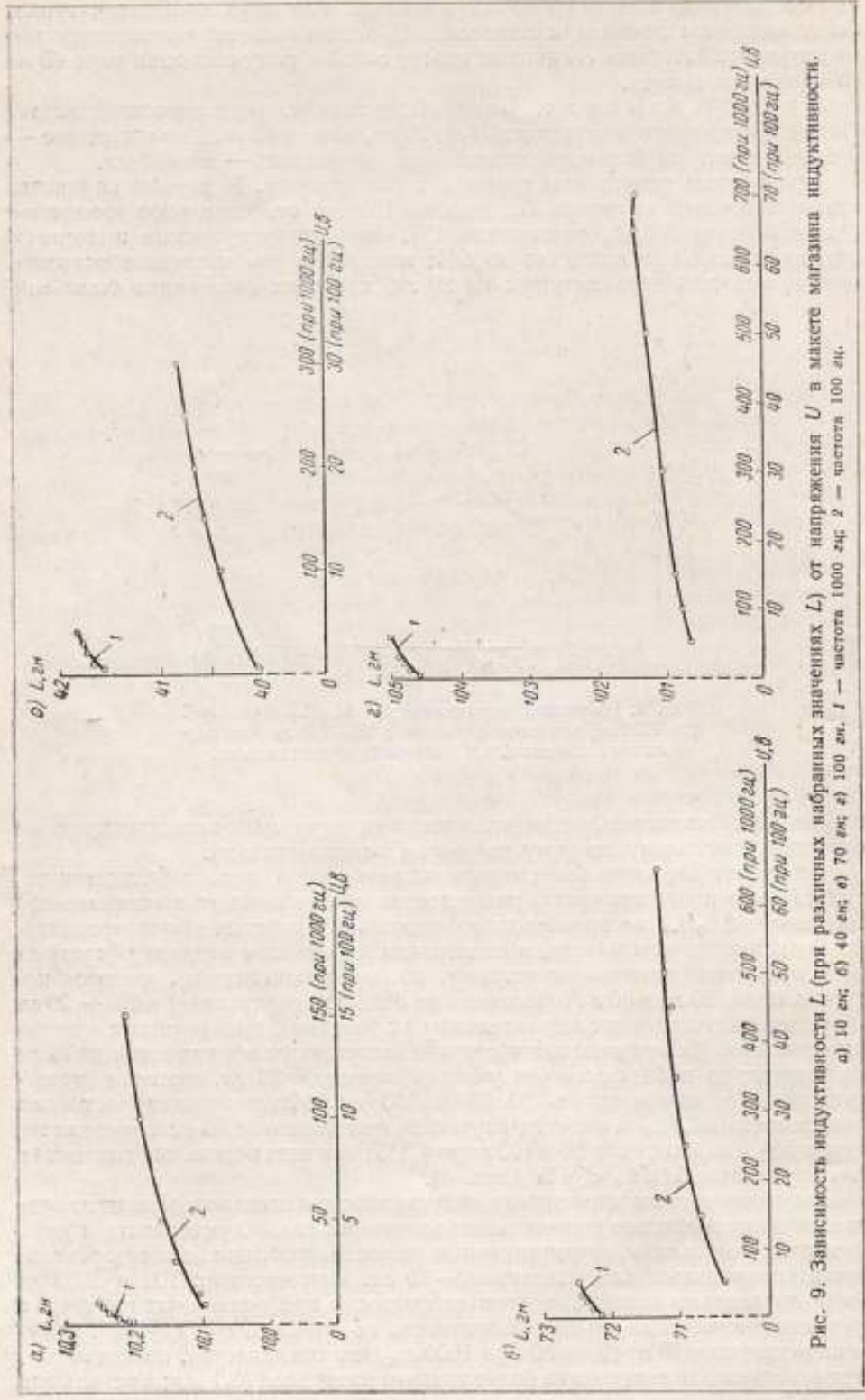


Рис. 9. Зависимость индуктивности  $L$  (при различных набранных значениях  $L$ ) от напряжения  $U$  в магнете магазина индуктивности. а) 10 эк; б) 40 эк; в) 70 эк; г) 100 эк. 1 — частота 1000 гц; 2 — частота 100 гц.



сердечниках — 0,15 мм). Вместе с тем значения добротности и у других катушек, хотя они и ниже ( $Q \approx 30$ ), можно еще считать приемлемыми.

Недостатком разработанного макета магазина 10—100 гн является существенная погрешность суммирования при частоте 1000 гц, а именно: отклонения от расчетного значения суммы были порядка нескольких процентов. Причиной этого являются емкости между отдельными катушками,

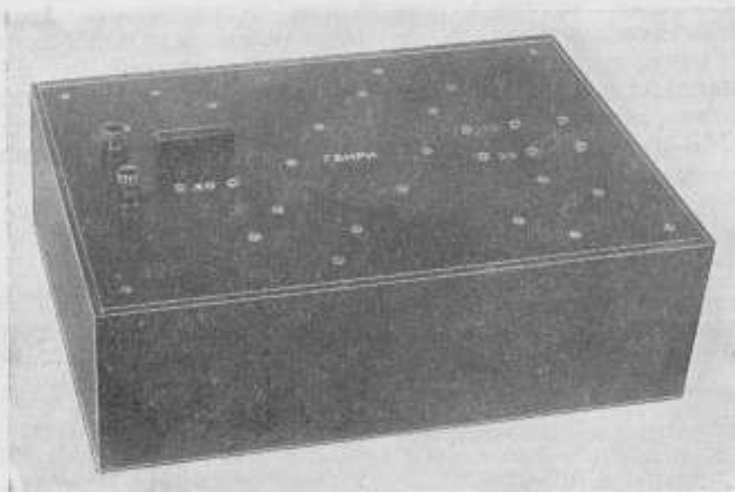


Рис. 10. Внешний вид макета магазина индуктивности 10—100 гн.

которые не могут быть устранены. Поэтому в таком магазине при включении нескольких мер нельзя брать их сумму; в этих случаях нужно пользоваться соответствующим значением индуктивности, найденным экспериментально. Внешний вид собранного магазина представлен на рис. 10.

### Выводы

Результаты, полученные в ходе данной работы, целесообразно рассмотреть вместе с итогами работы [1]. Можно считать, что изучавшийся нами тип катушек с воздушным зазором в сердечнике из высокопроницаемого материала вполне применим для измерительных целей в виде мер или магазинов индуктивности в области частот до 1000 гц при значениях индуктивности до 100 гн.

1. В области низких частот (до 100 гц) осуществимы меры до 400 гн и на их основе — магазины до 1000 гн; в расширенном до 1000 гц диапазоне частот соответственно осуществимы меры до 40 гн. При этом принятая форма сердечника является оптимальной в отношении расходования материала.

Частотная зависимость индуктивности в расширенном диапазоне частот для мер до 10 гн может быть сведена к долям процента, а для мер до 100 гн — к значениям до 5%. Соблюдение этих условий позволяет сохранять значения индуктивности с погрешностью, численно не превосходящей 0,1 соответствующего процентного изменения частоты (например, погрешность значения индуктивности до  $\pm 0,2\%$  при колебаниях частоты на  $\pm 2\%$ ).

2. Малая зависимость индуктивности от напряжения (до 1%) в этих мерах достигается за счет сравнительно большого воздушного зазора (не меньше 1% от общей длины пути магнитного потока) и достаточно высокой относительной динамической магнитной проницаемости (порядка

10 000); при меньших значениях проницаемости указанная зависимость соответственно возрастает.

3. Высокая динамическая проницаемость в расширенном диапазоне частот обеспечивается выбором материала не только с высокой статической проницаемостью, но также и достаточно тонкого и с малыми потерями. Этим же определяется и сохранение большой добротности (не меньшей 20—30).

4. Уменьшение частотной зависимости индуктивности достигается применением секционированных катушек или же нескольких катушек на отдельных сердечниках в последовательном соединении.

5. Правильность суммирования в магазинах достигается путем соответствующего расположения и взаимного ориентирования катушек при частотах 50—100 гц до 100—1000 гн, при более высоких частотах (до 1000 гц) — только до 10 гн.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Л и а ш и ц Э. С., Разработка мер большой индуктивности для поверочных целей. Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.
2. А р к а д ь е в В. К., Электромагнитные процессы в металлах, ч. II, М., ОНТИ, 1936.
3. П о л и в а н о в К. М., Ферромагнетики, Госэнергоиздат, М. — Л., 1957.

Поступила в редакцию  
13/III 1962 г.

О. П. ГАЛАХОВА, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ  
ВНИИМ

### ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПАРАТОРОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ КОМПЕНСАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ЧАСТОТАХ

*В статье рассматриваются возможности использования метода термоэлектрического компарирования для определения погрешностей компенсаторов переменного тока на повышенных частотах.*

Компенсационный метод на переменном токе широко применяется в различных областях электрических измерений. Достоинствами его являются достаточно высокая точность измерения комплексных значений напряжений (токов, сопротивлений) и возможность производить эти измерения без нарушения режима исследуемой цепи [1, 2].

Среди существующих разновидностей компенсаторов переменного тока значительное распространение имеют компенсаторы, построенные по принципу прямоугольно-координатных, в которых измеряемое напряжение компенсируется геометрической суммой двух напряжений, находящихся в квадратуре.

Компенсирующее напряжение и его составляющие при равновесии связаны соотношением

$$\dot{U} = \dot{U}_c + j\dot{U}_k, \quad (1)$$

где  $\dot{U}$  — действующее значение компенсирующего напряжения;

$\dot{U}_c$  и  $\dot{U}_k$  — действующие значения синфазной и квадратурной составляющих напряжения.

Модуль и фаза результирующего напряжения определяются выражениями:

$$U = \sqrt{U_c^2 + U_k^2}, \quad (2)$$

$$\varphi = \arctg \frac{U_k}{U_c}, \quad (3)$$

где  $\varphi$  — сдвиг фаз  $U$  относительно  $U_c$ .

Так как  $U_c$  совпадает по фазе с рабочим током компенсатора, то  $\varphi$  — сдвиг фаз между  $U$  и рабочим током.

В настоящее время отечественной промышленностью выпускаются несколько типов прямоугольно-координатных компенсаторов и компенсационных приборов других назначений, построенных по этому принципу. Их краткие технические характеристики приводятся в таблице.

Тип прибора	Пределы измерения,		Погрешность измерения	Рабочий ток, а	Частотный диапазон, гц	Тип нулевого указателя	Основное назначение	Завод-изготовитель
	без деления	с делением на напряжение						
P56/1	0,16 1,6	300	$\pm 0,3\% + 0,0001 \text{ в}$ $\pm 0,3\% + 0,001 \text{ в}$	0,5	40 + 60	Вибрационный гальванометр	Измерение напряжений и э. д. с. переменного тока	«Тоцэлектроприбор»
КПТ-2	0,05	до 380	$\pm (1 + 2,5) \%$ $\pm 4\%$	5	50 + 8000	Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-3	Проверка однофазных фазометров, измерение э. д. с., напряжения	«Эталон»
КПФ-1		до 380	$\pm 0,5^\circ + 1^\circ$	5	50 + 8000	То же	Проверка однофазных фазометров	«Эталон»
ДНПТ-2	0,1	40	$\pm 4\%$	5	50 + 8000	То же	Проверка трансформаторов тока	«Эталон»
P553 *	0,2		$\pm 0,5\%$	0,5	400 + 9600	Электронно-лучевой указатель равновесия Ф-513	Измерение э. д. с. и напряжения	«Тоцэлектроприбор»
P541	0,05	40	$\pm 5\%$	5	200 + 8000	Электронно-лучевой указатель равновесия Ф-511	Проверка трансформаторов тока	«Тоцэлектроприбор»

\* Компенсатор типа P553 входит в комплект компенсационной установки переменного тока повышенной частот типа У5015.

Дифференциальные аппараты ДНПТ-2 и Р541, хотя и имеют основным своим назначением поверку трансформаторов тока, могут быть использованы в качестве прямоугольно-координатных компенсаторов.

Приведенные данные показывают, что из общего количества выпускаемых компенсаторов большую часть составляют приборы, предназначенные для работы на повышенных частотах.

Источники погрешностей прямоугольно-координатных компенсаторов достаточно хорошо изучены [1—3]; они зависят от точности установки рабочего тока, точности воспроизведения 90-градусного сдвига фаз между синфазной и квадратурной составляющими компенсирующего напряжения, от погрешности отсчета этих составляющих, от формы кривой питающего и измеряемого напряжения, от чувствительности и частотной избирательности нулевого указателя и от целого ряда других факторов. В результате все источники погрешности ведут к появлению амплитудной и фазовой погрешностей компенсатора.

Под амплитудной погрешностью компенсатора  $\delta_U$  будем понимать относительную разность между расчетным значением напряжения  $U$ , вычисленным по формуле (2), и действительным значением напряжения  $U_d$ , измеряемого компенсатором, т. е.

$$\delta_U = \frac{U - U_d}{U_d} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{U_c^2 + U_k^2} - U_d}{U_d} \cdot 100\% \quad (4)$$

Фазовой погрешностью компенсатора  $\delta_\varphi$  назовем разность между значением  $\varphi$ , определенным по формуле (3), и действительным значением сдвига фаз  $\varphi_d$  между напряжением, измеряемым компенсатором, и рабочим током компенсатора

$$\delta_\varphi = \varphi - \varphi_d \quad (5)$$

При поверке компенсаторов необходима оценка как амплитудной, так и фазовой погрешностей.

До последних лет компенсаторы переменного тока проверялись только при частоте 50 гц. Рекомендуемые методы поверки описаны в инструкции [4]. В основном приняты два метода — метод поэлементной поверки синфазной и квадратурной составляющих компенсатора по образцовым мерам с оценкой фазовой погрешности по формуле [3] и метод сличения с показаниями образцового компенсатора. В ряде случаев предлагается поверка отдельных элементов компенсатора (например, поверка градуировки синфазного сопротивления) на постоянном токе.

При переходе к поверкам при повышенных частотах, а также при поверке компенсаторов более высокой точности применение этих методов встречает ряд затруднений. Лучшим методом с точки зрения простоты процесса поверки является метод сличения с образцовым компенсатором. Однако образцовых компенсаторов переменного тока повышенных частот, обладающих достаточной для поверочных целей точностью, пока не существует и их создание весьма затруднительно.

Поэлементная поверка, как правило, более длительна и требует разнообразной аппаратуры и если при частоте 50 гц она оправдала себя на практике, то при повышенных частотах ее вряд ли можно рекомендовать по следующим причинам:

1. При повышении частоты возрастают взаимные влияния между элементами цепи компенсатора, и поэлементная поверка в ряде случаев не

\* В некоторых случаях разность между расчетным и измеренным значениями напряжения относят к пределу измерения компенсатора.

может дать полного представления о точности суммарного компенсирующего напряжения компенсатора, получаемого при разных сочетаниях показаний синфазного и квадратурного отсчетных устройств.

2. С повышением частоты погрешности образцовых мер сопротивления и образцовых катушек взаимной индуктивности, применяемых для поэлементной проверки при частоте 50 гц, возрастают и необходимо учитывать их значения при той частоте, при которой осуществляется проверка.

3. При проверке синфазного и квадратурного отсчетных устройств применяются различные схемы и образцовые приборы, и для проверки одного компенсатора бывает необходимо несколько раз переделывать схему. Если при частоте 50 гц монтаж схемы не представляет затруднений, то с повышением частоты при сборке схемы необходимо учитывать возможные взаимные влияния элементов цепи, ее экранировку, выбор точки заземления и т. д., что существенно усложняет переход от проверки одного элемента к проверке другого элемента компенсатора.

Указанные причины привели к необходимости создания комплектного метода оценки погрешностей компенсатора.

Для оценки амплитудной погрешности прямоугольно-координатного компенсатора [4] необходимо определение действительного значения всего компенсирующего напряжения  $U_d$ , а не только действительных значений его составляющих  $U_{kd}$  и  $U_{cd}$ , так как при наличии отклонения от квадратуры  $U_d \neq \sqrt{U_{kd}^2 + U_{cd}^2}$ .

Оценка  $\varphi_d$  может быть выполнена как на основании определения всего компенсирующего напряжения  $U_d$  и его составляющих  $U_{cd}$  и  $U_{kd}$  (с последующим решением косоугольного треугольника), так и путем измерения действительного значения сдвига фаз между рабочим током и компенсирующим напряжением компенсатора известным методом амперметра, вольтметра и ваттметра. Так как напряжения  $U$ ,  $U_c$  и  $U_k$  линейно связаны с рабочим током компенсатора, то при оценке погрешностей необходимо определение и поддержание рабочего тока с той же точностью.

Из сказанного следует, что для оценки как амплитудной, так и фазовой погрешностей достаточно иметь точный метод измерения тока и напряжения при частоте проверки компенсатора.

Наиболее точным методом измерения тока и напряжения при повышенных частотах является метод, основанный на сравнении измеряемой величины переменного тока с эквивалентной ей по действию величиной постоянного тока. На основе этого метода созданы компараторы различных типов. Наибольшее распространение получили термоэлектрические и электродинамические компараторы [5]. Оба вида приборов обеспечивают высокую точность сравнения переменного и постоянного токов, однако первые из них применимы в значительно более широком диапазоне частот, чем вторые.

Эти компараторы могут быть применены для проверки компенсаторов переменного тока при повышенных частотах. Электродинамические компараторы обычно дают высокую точность при частотах, не превышающих 1÷2 кгц, термоэлектрические — до 20 кгц.

На рис. 1 показана схема включения компенсатора при определении его амплитудной погрешности с помощью термоэлектрического компаратора.

Цепь рабочего тока проверяемого компенсатора  $K$  получает питание от усилителя мощности  $УМ$ . Сила рабочего тока  $I_p$  устанавливается при помощи компаратора тока ТЭКТ-2 путем сравнения с постоянным током. Для этого через нагреватель термопреобразователя сначала пропускается постоянный ток, равный номинальному рабочему току компенсатора и

устанавливаемый (в зависимости от точности поверяемого компенсатора) при помощи точного амперметра или при помощи компенсатора постоянного тока. При этом компенсационным методом фиксируется т. э. д. с. термопреобразователя. Затем нагреватель термопреобразователя переключается в цепь переменного тока, который регулируется до получения той же т. э. д. с. Равенство т. э. д. с. свидетельствует о равенстве действующего значения рабочего тока  $I_p$  значению постоянного тока.

При применении для измерения постоянного тока компенсационного метода рабочий ток может быть установлен при помощи компаратора с погрешностью, не превышающей нескольких сотых долей процента.

Действительное значение  $U_d$  измеряемого компенсатором напряжения  $U$  определяется путем измерения тока  $I_m$  в безреактивном шунте  $R_m$  в момент компенсации (т. е. при нулевом показании НУ). Измерение тока  $I_m$  осуществляется также при помощи термоэлектрического компаратора тока (на рис. 1 ТЭКТ-1).

Для проверки компенсаторов при частотах до 20 кгц с пределом до 0,5 в могут быть применены безреактивные шунты, входящие в комплект поверочной установки УВ-2 (завода «Эталон»), рассчитанные на ток от 50 ма до 10 а и имеющие постоянную времени  $\tau_m$  не более  $10^{-7}$  сек. При этом действительное значение напряжения на компенсаторе определяется из выражения

$$U_d = I_m z_m = I_m r_m \sqrt{1 + \omega^2 \tau_m^2} = I_m r_m \left( 1 + \frac{\omega^2 \tau_m^2}{2} \right), \quad (6)$$

где  $z_m$  — полное сопротивление шунта;

$r_m$  — сопротивление шунта, измеренное на постоянном токе.

При  $\tau_m < 10^{-7}$  сек и частоте 20 кгц определение действительного значения  $U_d$  без учета второго члена в выражении (6) может дать погрешность, не превышающую  $5 \cdot 10^{-3}\%$ .

Если сопротивление шунта определено с погрешностью  $\pm 0,01\%$ , а ток в цепи шунта измерен с погрешностью  $\pm 0,05\%$ , то погрешность определения действительного значения э. д. с. составит не более  $\pm 0,06\%$ .

В том случае, когда предел измерения компенсатора выше 0,5 в или когда применяется компенсатор с делителем напряжения, для проверки следует применять термоэлектрический компаратор напряжения ТЭКН, схема которого отличается от схемы компаратора тока тем, что в ней последовательно с нагревателем термопреобразователя включается безреактивное добавочное сопротивление (рис. 2).

Напряжение  $U$  компенсируется поверяемым компенсатором, и в момент компенсации его действительное значение измеряется с помощью термоэлектрического компаратора напряжения. Рабочий ток  $I_p$  также опреде-

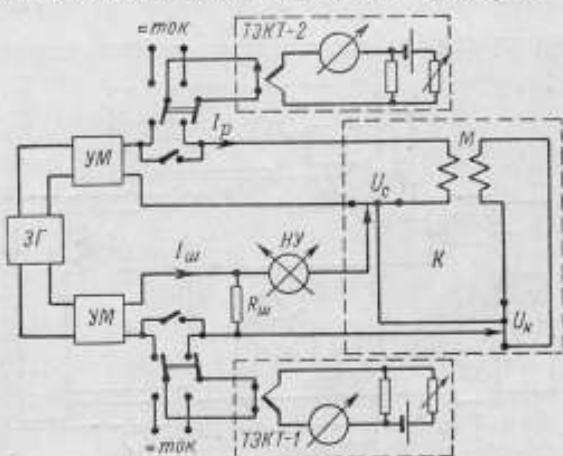


Рис. 1. Схема для определения амплитудной погрешности компенсатора.

ЗГ — звуковой генератор; УМ — усилители мощности; К — компенсатор; М — катушка взаимной индуктивности; НУ — нулевой указатель;  $R_m$  — шунт; ТЭКТ-1 и ТЭКТ-2 — термоэлектрические компараторы тока.

ляется термоэлектрическим методом с высокой точностью во всем диапазоне частот (0,05÷0,1%). Тем же методом могут быть определены действительные значения синфазной и квадратурной составляющих (на всех оцифрованных отметках их отсчетных устройств), необходимые для определения фазовой погрешности компенсатора.

На основании полученных значений  $U_d$ ,  $U_{kd}$  и  $U_{cd}$  действительное значение сдвига фаз  $\varphi_d$  находится из косоугольного треугольника (векторная диаграмма рис. 3)

$$\varphi_d = \arccos \frac{U_{cd}^2 + U_d^2 - U_{kd}^2}{2U_{cd}U_d}, \quad (7)$$

а погрешность компенсатора по фазе определяется из выражения (5).

В литературе [3, 6] дается подробный анализ фазовой погрешности компенсатора. Известно, что

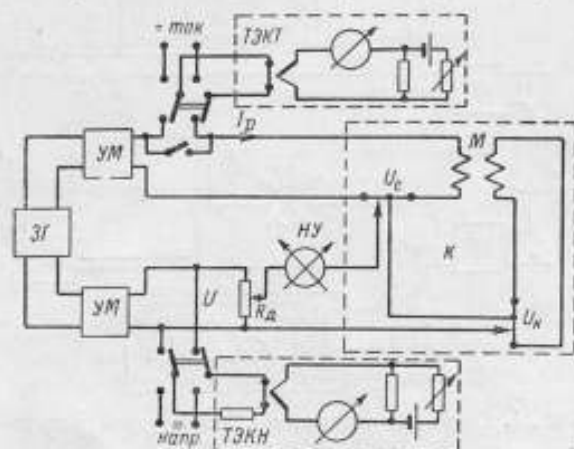


Рис. 2. Схема для определения амплитудной погрешности компенсатора с делителем напряжения.

ЗГ — звуковой генератор; УМ — усилители мощности; К — компенсатор; М — катушка взаимной индуктивности; НУ — нулевой указатель;  $R_d$  — делитель напряжения; ТЭКТ — термоэлектрический компаратор тока; ТЭКН — термоэлектрический компаратор напряжения.

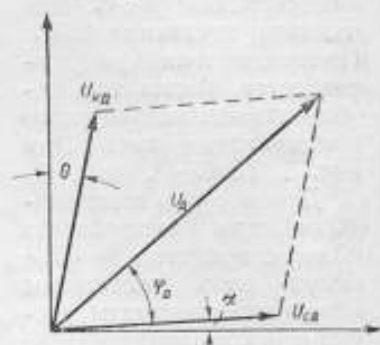


Рис. 3. Векторная диаграмма компенсатора при наличии отклонения от квадратуры.

$\varphi$  — действительное значение угла;  $U_d$ ,  $U_{cd}$ ,  $U_{kd}$  — действительные значения результирующего напряжения и его составляющих.

она зависит от соотношения квадратурной и синфазной составляющих компенсирующего напряжения, отклонения от квадратуры и реактивности синфазной и квадратурной цепей. Показано, что наибольшая фазовая погрешность компенсатора имеет место при равенстве квадратурной и синфазной составляющих, т. е. при угле сдвига фаз между рабочим током и измеряемым напряжением примерно в  $45^\circ$ . Поэтому при проверке достаточно оценка этой погрешности при номинально равных показаниях синфазного и квадратурного устройств компенсатора.

Определяя значения частных погрешностей косвенного измерения [из выражения (7)] и применяя закон накопления средних погрешностей, можно найти погрешность определения действительного значения угла  $\varphi_d$  при использовании указанного метода. Погрешность  $\Delta\varphi_d$  имеет вид

$$\Delta\varphi_d = \sqrt{\frac{(U_{cd}^2 - U_d^2 + U_{kd}^2)^2 \gamma_{U_{cd}}^2 + (U_d^2 - U_{cd}^2 + U_{kd}^2)^2 \gamma_{U_d}^2 + U_{kd}^4 \gamma_{U_{kd}}^2}{4U_{cd}^2 U_d^2 - (U_{cd}^2 + U_d^2 - U_{kd}^2)^2}}, \quad (8)$$

где  $\gamma_{U_d}$ ,  $\gamma_{U_{cd}}$  и  $\gamma_{U_{kd}}$  — относительные погрешности измерения напряжений  $U_d$ ,  $U_{cd}$  и  $U_{kd}$ .



При условии, что погрешности измерения напряжений с помощью термоэлектрических компараторов в худшем случае (при частоте 20 кГц) составляют 0,1%, погрешность  $\Delta\varphi_d$  при  $\varphi = 45^\circ$  будет равна  $6'$ .

В ряде случаев компенсаторы переменного тока применяются специально для проверки фазометров [3, 6], при этом нет необходимости в оценке синфазной и квадратурной составляющих. При проверке таких компенсаторов для определения  $\varphi_d$  целесообразно применение известного метода амперметра, вольтметра и ваттметра (рис. 4). В этой схеме значение коэффициента мощности определяется как отношение активной мощности  $P$ , измеряемой ваттметром, к полной мощности, вычисляемой по показаниям амперметра и вольтметра. Угол сдвига фаз, исходя из этого, имеет выражение

$$\varphi = \arccos \frac{P}{UI}. \quad (9)$$

Наиболее существенным недостатком метода является большая погрешность при измерении малых углов сдвига фаз. Кроме того, применение его на повышенных частотах ограничивается отсутствием точных приборов (амперметров, вольтметров, ваттметров классов 0,2 и 0,5), так как для частот выше 400 Гц таких приборов нет.

Точность измерения и частотный диапазон могут быть значительно повышены, если вместо показывающих приборов использовать термоэлектрические компараторы, с помощью которых ток, напряжение и мощность измеряются с погрешностью, не превышающей 0,1% во всем диапазоне частот, включая 20 кГц.

На рис. 5 показана схема, в которой применены два термоэлектрических компаратора: тока и мощности.

Если в процессе измерения поддерживать постоянным напряжение  $U$ , то значение  $\varphi_d$  можно определить из упрощенной формулы

$$\varphi_d = \arccos \frac{I_1}{I}, \quad (10)$$

где  $I$  — рабочий ток компенсатора, измеряемый при помощи компаратора тока,

$I_1 = I \cos \varphi$  — активная составляющая рабочего тока, определяемая компаратором мощности.

Так как в настоящее время выпускаются компараторы мощности (типа ТЭКМ, [7]), обеспечивающие компарирование тока и напряжения, то неизменность напряжения в процессе измерения может контролироваться тем же компаратором мощности.

На основании закона накоплений средних погрешностей косвенных измерений, результат которых определяется из выражения (9), значение погрешности можно найти из выражения

$$\Delta \cos \varphi_d = \sqrt{\gamma_P^2 + (\gamma_U + \gamma_I)^2 \cos^2 \varphi}. \quad (11)$$

где  $\gamma_P$  и  $\gamma_I$  — погрешности измерения мощности и тока;

$\gamma_U$  — погрешность поддержания напряжения в процессе измерения.

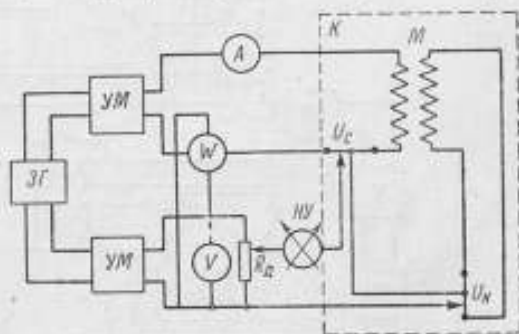


Рис. 4. Схема для определения действительного значения сдвига фаз методом амперметра, вольтметра и ваттметра.

ЗГ — звуковой генератор; УМ — усилители мощности; А — амперметр; V — вольтметр; W — ваттметр; К — компенсатор; М — катушка взаимной индуктивности; НУ — нулевой указатель;  $R_d$  — делитель напряжения.

Благодаря применению компараторов точность измерения существенно возрастает. Если принять, что  $\gamma_P$  и  $\gamma_U$  не превышают 0,1%, а  $\gamma_U$  не превышает 0,05%, то погрешность определения  $\varphi_d$  (при  $\varphi = 45^\circ$ ) не превышает 10'.

Так как с помощью компараторов осуществляется точное измерение действующих значений тока и напряжения, а компенсационный метод обеспечивает измерение только первой гармоники, то при искажении формы кривой рабочего тока и измеряемого напряжения может возникнуть дополнительная погрешность, искажающая результат поверки [8].

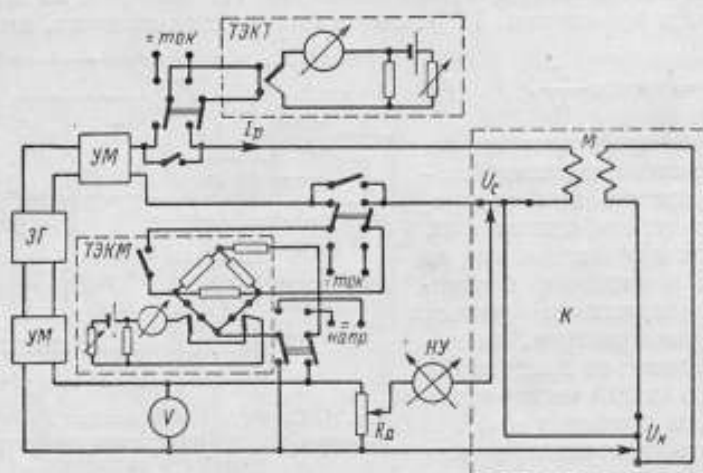


Рис. 5. Схема для определения действительного значения сдвига фаз с использованием термоэлектрических компараторов тока и мощности.

ЗГ — звуковой генератор; УМ — усилители мощности; К — компенсатор; М — катушка взаимной индуктивности; НУ — нулевой указатель;  $R_d$  — делитель напряжения; ТЭКТ — термоэлектрический компаратор тока; ТЭКМ — термоэлектрический компаратор мощности; V — вольтметр.

Эта погрешность может быть выражена в виде

$$\Delta \% = \left[ \frac{\sum (U_n^2) - \sum (U'_n)^2}{2U^2} \right] \cdot 100 = 50 \frac{\sum U_n^2 - \sum U'_n{}^2}{U^2}, \quad (12)$$

где  $U_n$  и  $U'_n$  — действующие значения соответствующих гармоник измеряемого и компенсирующего напряжений.

Подставляя различные значения гармоник, содержащихся в кривой, можно определить погрешности, вызываемые искажениями формы кривой, например: при наличии только одной третьей гармоники в одной из сравниваемых кривых и при синусоидальной форме второй кривой погрешность составит 0,1%, если содержание третьей гармоники не превышает 4,5% от основной волны. Чтобы избежать погрешности от нелинейных искажений, рекомендуется производить поверку при синусоидальной форме кривой.

Благодаря преимуществам, присущим рассмотренному методу (высокой точности и широкому частотному диапазону), он с успехом используется при аттестации компенсаторов типов КПП-2, КПФ-1, дифференциального аппарата типа Р541 и трехмерного компенсатора [2].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Арутюнов В. О., Электрические измерительные приборы и измерения, ГЭИ, 1959.
2. Куликовский Л. Ф. и Мелик-Шахназаров А. М., Компенсаторы переменного тока, ГЭИ, 1960.
3. Рождественская Т. Б., О поверке однофазных фазометров компенсационным методом, Труды ВНИИМ, вып. 38 (98), 1959.
4. Инструкция 190—56 Комитета стандартов по поверке потенциометров переменного тока, Стандартгиз, 1956.
5. Рождественская Т. Б., Точные методы компарирования основных величин переменного тока при повышенных частотах, Труды конференции по автоматике и измерительной технике, СО АН СССР Новосибирск, 1960.
6. Нестеренко А. Д., Градуировка и поверка фазометров, Известия Киевского политехнического института, т. XI, 1952.
7. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Установка для поверки ваттметра, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты, Труды ВНИИМ, вып. 28 (88), 1956.
8. Кротова В. И., Потенциометры, Изд. ВНИИМ, 1940.

Поступила в редакцию

24/ХП 1962 г

А. Я. БЕЗИКОВИЧ, Д. И. ЗОРИН  
вним

### ВОЛЬТ-АМПЕР-ВАТТМЕТР ДЛЯ ЗВУКОВЫХ И УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

*В статье описывается схема термоэлектрического прибора, предназначенного для измерения тока, напряжения и мощности на постоянном и переменном токе в диапазоне звуковых и ультразвуковых частот. Приведены расчеты, а также теоретическая и экспериментальная оценки погрешностей макета прибора, подтверждающие возможность создания по предлагаемой схеме приборов класса 0,1 для звукового и классов 0,2÷0,5 для ультразвукового диапазонов частот.*

• В практике научно-исследовательских, заводских и поверочных лабораторий, занимающихся электрическими, радиотехническими и магнитными измерениями, становятся все более необходимыми точные и удобные многопредельные амперметры, вольтметры и ваттметры, пригодные для широкого диапазона частот. С точки зрения возможности создания универсальных и широкодиапазонных приборов наиболее перспективным является принцип, положенный в основу термоэлектрических приборов. Однако даже лучшие из выпускаемых в настоящее время термоэлектрических амперметров и вольтметров [1] обладают весьма низкой точностью, причем наиболее точными из них являются миллиамперметры класса 1,0. Амперметры же и вольтметры, в которых для расширения пределов измерения применяются шунты, добавочные сопротивления или измерительные трансформаторы, имеют весьма низкие классы точности (1,5, а в ряде случаев 2,5 и 4,0). Выпуск термоэлектрических ваттметров, несмотря на большую потребность в них, до настоящего времени не освоен.

В течение последних лет ведутся работы по выяснению путей повышения точности весьма перспективных термоэлектрических приборов. Работами ряда авторов [2, 3] было показано, что при условии контроля неизменности характеристик термопреобразователей, с помощью термоэлектрического прибора можно получить точность измерения на переменном токе, не меньшую, чем точность прибора постоянного тока, включенного в цепи термодпары.

Специальные схемы для контроля свойств термопреобразователей дали возможность создать ряд термоэлектрических приборов (амперметров, вольтметров и ваттметров) повышенной точности для звукового диапазона частот до 20 кГц [4, 5]. Дальнейшей задачей являлось расширение частотного диапазона этих приборов, по возможности без снижения точности, а также создание универсальных многопредельных приборов, пригодных

как для точного измерения тока, напряжения и мощности, так и для поверочных целей.

Следует указать, что теоретический анализ погрешностей прибора в схеме ваттметра был выполнен авторами ранее [4]. В данной статье приведены только конечные результаты этих исследований, на основании которых можно сопоставить по точности прибор в схеме амперметра, вольтметра и ваттметра.

### Обоснование возможности создания универсального вольт-ампер-ваттметра повышенной точности

Повышение точности термоэлектрических приборов, как сказано выше, достигается контролем их показаний в процессе работы [3, 6], наряду с применением более точных измерителей постоянного тока.

Сущность такого контроля заключается в создании условий, при которых неизменному, заранее выбранному току  $I_k$  в нагревателе (рис. 1) соответствовал бы один и тот же ток в цепи термопары. Для этого в цепь термопары вводится регулируемое сопротивление  $r_p$ . Для измерения тока в цепи термопары может быть применен микроамперметр (рис. 1а) или потенциометр (рис. 1б), измеряющий ток по падению напряжения на известном сопротивлении  $r_0$ .

В многопредельных амперметрах нагреватель термопреобразователя включается параллельно сменным шунтам, а в вольтметрах — последовательно с секционированным добавочным сопротивлением. При выборе значений контрольного тока  $I_k$ , добавочных сопротивлений и шунтов для приборов подобного типа приходилось руководствоваться только параметрами преобразователя и соображениями рациональности конструкции элементов, служащих для расширения пределов измерения. При разработке универсального комбинированного прибора (вольт-ампер-ваттметра) необходимо было создать такие условия, чтобы при измерении всех трех величин — напряжения, тока и мощности — контроль прибора обеспечивался бы с помощью одного и того же тока  $I_k$ . Кроме того, необходимо было таким образом составить схему прибора, чтобы шунты и добавочные сопротивления, используемые в схемах амперметра и вольтметра, были пригодны и для ваттметра.

Термопреобразователи, используемые для ваттметров, по сравнению с преобразователями для амперметров и вольтметров должны удовлетворять дополнительному требованию квадратичности вольт-амперных характеристик.

Покажем, что для схем рис. 2—4, представляющих собой соответственно схемы амперметра, вольтметра и ваттметра, можно выполнить требования, предъявляемые к универсальному термоприбору с контролем показаний.

На всех трех схемах приняты следующие обозначения:

- $r$  и  $r_3$  — шунт и добавочное сопротивление;
- $r_1$  и  $r_2$  — сопротивление цепи нагревателей первого  $T_1$  и второго  $T_2$  термопреобразователей;

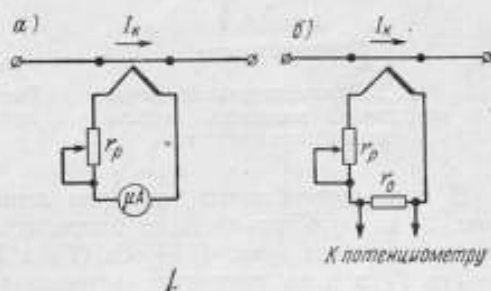


Рис. 1. Принципиальная схема контроля показаний прибора термоэлектрической системы.

$r_{TH1}$  и  $r_{TH2}$  — сопротивления термопар;

$I$  и  $U$  — измеряемые ток и напряжения.

Цепь постоянного тока во всех трех схемах одна и та же и состоит из двух встречно включенных термопар, э. д. с. которых  $E_1$  и  $E_2$ , постоянного сопротивления  $r_n$  и регулируемого сопротивления  $r_p$ .

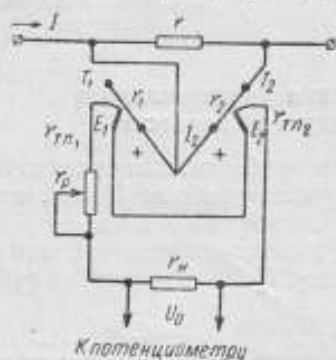


Рис. 2. Принципиальная схема соединений элементов прибора при измерении тока.

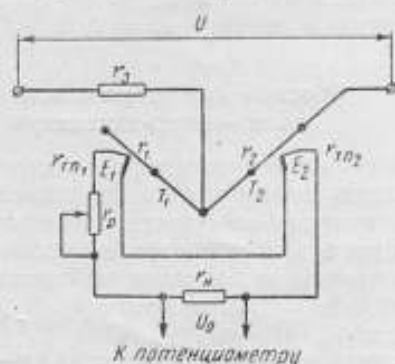


Рис. 3. Принципиальная схема соединений элементов прибора при измерении напряжения.

В цепь переменного тока для амперметров (рис. 2) и вольтметров (рис. 3) входит только один нагреватель термопреобразователя  $T_2$ , а в схему ваттметра (рис. 4) — оба ( $T_1$  и  $T_2$ ).

Ток  $I_2$  в цепи нагревателя термопреобразователя  $T_2$  в схеме рис. 2 связан с измеряемым током  $I$  очевидным соотношением

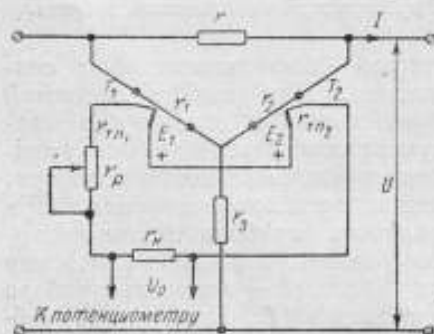


Рис. 4. Принципиальная схема соединений элементов прибора при измерении мощности.

$$I_2 = \frac{r}{r+r_2} I. \quad (1)$$

При квадратичной вольт-амперной характеристике преобразователя э. д. с.  $E$  будет связана с током  $I$  зависимостью

$$E = K_2 \left( \frac{r}{r+r_2} \right)^2 I^2, \quad (2)$$

где  $K_2$  — коэффициент, характеризующий чувствительность второго преобразователя.

В схемах рис. 2—4 определяется не э. д. с., так как при этом не представилось бы возможности осуществить

регулировку чувствительности измерителя постоянного тока, а падение напряжения  $U_0$  на сопротивлении  $r_n$ .

Принимая во внимание выражение (2), подлежащий измерению ток  $I$  выразим через  $U_0$

$$I = \left( 1 + \frac{r_2}{r} \right) \sqrt{1 + \frac{r_{TH1} + r_{TH2} + r_p}{r_n}} \frac{U_0}{K_2}. \quad (3)$$

Для схемы рис. 3 путем аналогичных рассуждений получаем зависимость между измеряемым напряжением  $U$  и напряжением  $U_0$ , измеряемым

потенциометром

$$U = (r_2 + r_3) \sqrt{1 + \frac{r_{TP1} + r_{TP2} + r_p}{K_2} \frac{r_n}{r_n}} \sqrt{U_0} \quad (4)$$

Как показано в более ранних работах [3, 4], при условии выполнения уравновешивания по току и по напряжению подлежащая измерению мощность  $P$  связана с  $U_0$  выражением

$$P = (r_2 + r_3) \left(1 + \frac{r_2}{r}\right) \frac{1 + \frac{r_{TP1} + r_{TP2} + r_p}{K_2} \frac{r_n}{r_n}}{K_2} U_0 \quad (5)$$

Из приведенных выражений видно, что измеряемые величины ( $I$ ,  $U$  или  $P$ ) зависят от множителя, определяющего предел измерения (так как в него входят добавочные сопротивления  $r_2$  и сопротивления  $r$  шунтов), и от общего для всех выражений коэффициента

$$1 + \frac{r_{TP1} + r_{TP2} + r_p}{K_2} \frac{r_n}{r_n}$$

Этот коэффициент можно связать с некоторым определенным контрольным током, одинаковым для всех трех схем.

Допустим, что независимо от схемы включения элементов цепи, необходимой для измерения, при контроле осуществляется схема, изображенная на рис. 5. В этой схеме по нагревателю одного термопреобразователя  $r_2$  пропускают ток  $I_k$  от источника постоянного тока  $E_{пк}$ . Ток  $I_k$  измеряют с помощью потенциометра, присоединенного для этой цели к сопротивлению  $r_0$ . Соответствующий ток  $I_k$  ток в цепи термопар определяется по падению напряжения  $U_n$  на сопротивлении  $r_n$ .

Можно показать, что при этом справедливо выражение

$$\frac{K_2}{1 + \frac{r_{TP1} + r_{TP2} + r_p}{K_2} \frac{r_n}{r_n}} = \frac{U_n}{I_k^2} \quad (6)$$

Величины  $K_2$ ,  $r_{TP1}$  и  $r_{TP2}$ , входящие в левую часть выражения (6), могут изменяться под влиянием эксплуатационных условий, окружающей температуры, при смене преобразователей и с течением времени. Очевидно, что выполнить условие (6) при заданных значениях  $U_n$  и  $I_k$  возможно только с помощью регулируемого сопротивления  $r_p$ . Если условие (6) выполнено, основные погрешности прибора, обусловленные непостоянством чувствительности термопреобразователя  $T_2$  (в схемах амперметра и вольтметра) и термопреобразователей  $T_1$  и  $T_2$  (в схеме ваттметра), а также влиянием внешней температуры, устраняются.

Указанным выше способом контроля показаний в термоприборе, однако, не устраняется погрешность, обусловленная изменением сопротивления нагревателя  $r_2$  второго преобразователя  $T_2$ . Поэтому в его цепь вводится регулируемое сопротивление, и в процессе работы значение суммарного

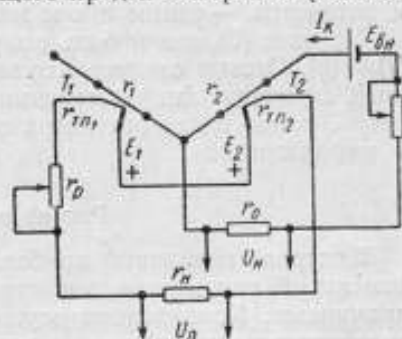


Рис. 5. Принципиальная схема контроля показаний вольт-ампер-ваттметра.

сопротивления участка цепи со вторым нагревателем может быть измерено и доведено до требуемой величины. Учитывая условие (6), после преобразования выражений (3), (4) и (5) получим

$$I = \left(1 + \frac{r_2}{r}\right) \frac{I_k}{\sqrt{U_n}} \sqrt{U_0} \quad (7)$$

$$U = (r_2 + r_3) \frac{I_k}{\sqrt{U_n}} \sqrt{U_0} \quad (8)$$

$$P = \left(1 + \frac{r_2}{r}\right) (r_2 + r_3) \frac{I_k^2}{U_n} U_0 \quad (9)$$

Так как контроль и регулировка чувствительности могут быть выполнены в одной и той же схеме, то очевидно, что и значение контрольного тока будет во всех трех измерительных схемах — амперметра, вольтметра и ваттметра — одним и тем же.

Условие (9) может быть получено в результате умножения уравнений (7) и (8). Отсюда следует, что элементы (шунты и добавочные сопротивления), служащие для расширения пределов измерения в амперметре и вольтметре, годны и для ваттметра с теми же значениями номинальных токов и напряжений.

#### Расчет элементов прибора

Контроль показаний прибора основан на искусственной компенсации изменений параметров термопреобразователей, вызванных различными причинами. Компенсация осуществляется за счет регулируемого сопротивления в цепи терморезистора и может быть выполнена только для заданного диапазона изменений параметров. Этот диапазон для различных образцов термопреобразователей, очевидно, значительно более широк, чем для одного определенного образца термопреобразователя. В связи с этим в приборе могут быть использованы только термопреобразователи, подчиняющиеся определенным техническим условиям. Наиболее существенные требования относятся к допускаемым пределам изменения т. э. д. с. при номинальном токе в нагревателе и сопротивлений нагревателя и терморезистора.

В связи с тем, что предохранители в цепи нагревателей термопреобразователей могут иметь различные сопротивления, на них также накладываются ограничения.

В рассматриваемом приборе использованы термопреобразователи завода «Эталон» с квадратичными вольт-амперными характеристиками. Номинальный ток нагревателей этих преобразователей 30 мА. В различных преобразователях при таком токе допускаются колебания т. э. д. с. в пределах 14–15 мВ. Сопротивление нагревателей этих термопреобразователей по техническим условиям завода не может быть менее 11,5 Ом и более 12,0 Ом. Сопротивления различных экземпляров предохранителей могут изменяться от 0,8 до 1,0 Ом. Сопротивление терморезистора должно лежать в пределах 105–115 Ом. Суммарное сопротивление нагревателя и предохранителя  $r_2$  (рис. 2–5) выбрано равным 13,2 Ом.

Из соображений получения максимальной чувствительности прибора контрольный ток был выбран близким по значению к номинальному току преобразователей, равным 28 мА. Этому току соответствует  $U_n = 10$  мВ. Выбранные пределы измерения прибора по току  $I_{ном}$  составляют: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 А; по напряжению  $U_{ном}$  эти пределы: 1; 2; 5; 10; 20; 50; 100; 200 и 400 В.



Расчет добавочных сопротивлений и шунтов проводится для номинальных значений напряжения  $U_{ном}$  и токов  $I_{ном}$  по формулам (7) и (8), которые для рассматриваемого случая после преобразования будут иметь вид:

$$r_2 = \frac{10^3 U_{ном}}{I_k} - 13,2, \quad (10)$$

$$r = 13,2 \frac{I_k}{I_{ном} - I_k}. \quad (11)$$

Значения добавочных сопротивлений и шунтов для принятых пределов измерения по напряжению и току приведены в табл. 1.

Как уже указывалось, выражение (9) справедливо только при выполнении уравновешивания цепи по току и по напряжению.

Для уравновешивания по напряжению необходимо выполнить условие:

$$r_1 = (r + r_2) \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}. \quad (12)$$

Условием уравновешивания по току является:

$$1 + \frac{r_1}{r_m} = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \left(1 + \frac{r_2}{r_2}\right), \quad (13)$$

где  $r_m$  — сопротивление, шунтирующее цепь нагревателя первого преобразователя;

$K_1$  — коэффициент, характеризующий чувствительность первого преобразователя  $T_1$ .

Для выяснения возможности выполнения этих условий необходимо преобразовать принципиальную схему

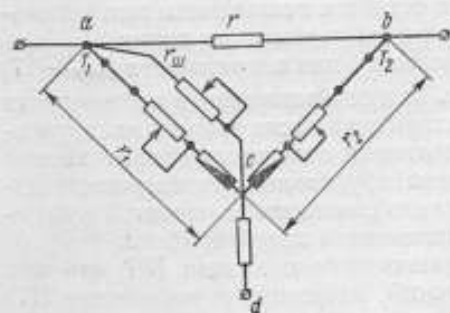


Рис. 6. Принципиальная схема вольт-ампер-ваттметра с элементами для уравновешивания по току и напряжению.

преобразовать принципиальную схему ваттметра (рис. 4) в вид, изображенный на рис. 6 (часть схемы постоянного тока на рисунке не приведена).

Если учесть, что уравновешивание по напряжению предшествует уравновешиванию по току, то из выражений (12) и (13) получим

$$r_m = \frac{r}{1 + \frac{r_2}{r_2} \left(1 - \sqrt{\frac{K_2}{K_1}}\right)}. \quad (14)$$

Необходимым условием для получения положительного и конечного значения  $r_m$  является выполнение неравенства  $K_2 \leq K_1$ . Для выбранных термопреобразователей  $K_1 = \frac{15}{900}$ ;  $K_2 = \frac{14}{900}$ . На основании формулы (12) и данных табл. 2 можно найти значение  $r_1$ , которое в рассматриваемом случае равно 31,2 ом; регулируемая часть  $r_1$  не меньше 19 ом.

Таблица 1

$U_{ном}, \text{в}$	$r_2, \text{ом}$	$I_{ном}, \text{а}$	$r, \text{ом}$
1	22,514	0,05	16,800
2	35,714	0,1	5,1333
5	107,142	0,2	2,1488
10	178,57	0,5	0,78305
20	357,14	1,0	0,38025
50	1071,42	2,0	0,18742
100	1785,7	5,0	0,074336
200	3571,4	10,0	0,037063
400	7142,8	—	—

Из выражения (14) легко найти значения  $r_m$ , которые при выбранных параметрах цепи прибора лежат в пределах от 21 до 16 300 ом.

При расчете регулируемых сопротивлений в цепи постоянного тока исходят из допустимых значений изменений параметров терморезистора и э. д. с. сухого элемента, служащего для контроля прибора.

### Теоретическая оценка погрешности прибора

Для оценки систематической погрешности измерения тока, напряжения и мощности поступим обычно, логарифмируя и дифференцируя выражения (7)–(9) и переходя от бесконечно малых к конечным приращениям

$$Y_I = \frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta I_k}{I_k} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_n}{U_n} + \left( \frac{\Delta r_2}{r_2} - \frac{\Delta r}{r} \right) \frac{r}{r+r_2} = \\ = Y_{I_{\pm}} + Y_{I_{\pm}}; \quad (15)$$

$$Y_U = \frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta I_k}{I_k} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_n}{U_n} + \left( \frac{\Delta r_2}{r_2} + \frac{\Delta r_2}{r_2} \right) \frac{1}{r_2+r_2} = \\ = Y_{U_{\pm}} + Y_{U_{\pm}}; \quad (16)$$

$$Y_P = \frac{\Delta P}{P} = 2 \frac{\Delta I_k}{I_k} + \frac{\Delta U_0}{U_0} - \frac{\Delta U_n}{U_n} - \frac{r}{r+r_2} \cdot \frac{\Delta r}{r} + \frac{1}{r_2+r_2} \cdot \frac{\Delta r_2}{r_2} + \\ + \left( \frac{r}{r+r_2} + \frac{1}{r_2+r_2} \right) \frac{\Delta r_2}{r_2} = 2Y_{P_{\pm}} + Y_{P_{\pm}}; \quad (17)$$

Здесь

$$Y_{I_{\pm}} = Y_{U_{\pm}} = Y_{P_{\pm}} = \frac{\Delta I_k}{I_k} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_n}{U_n}$$

представляет, по существу, инструментальную погрешность, так как зависит от величин, определяющих правильность градуировки и отсчета по прибору. Значение этой погрешности остается неизменным при использовании прибора как на постоянном, так и на переменном токах.

Вторые слагаемые  $Y_{I_{\pm}}$ ,  $Y_{U_{\pm}}$  и  $Y_{P_{\pm}}$  в выражениях погрешности (15)–(17) имеют двойной характер. В таком виде, как они записаны в приведенных выражениях, они, по существу, характеризуют тоже только инструментальную погрешность — погрешность подгонки отдельных сопротивлений прибора. На переменном токе эти члены обуславливают появление дополнительной погрешности, функционально связанной с частотой и определяемой остаточными реактивностями элементов цепей прибора.

Ранее теоретически и экспериментально было показано [4], что при заданной точности подгонки сопротивлений, входящих в выражение (17) в явном и неявном виде, погрешность измерения мощности менее 0,1%. Погрешность же измерения тока и напряжения, как видно из выражений (15)–(17), во всяком случае, меньше погрешности измерения мощности. Расчет погрешности был выполнен для постоянного тока.

Для оценки дополнительной погрешности при включении прибора в цепь переменного тока рассмотрим приведенные на рис. 7 эквивалентные схемы сопротивлений, являющихся элементами цепи прибора; на этих схемах сопротивления представлены в виде цепей с сосредоточенными параметрами, что для рассматриваемого диапазона частот не может внести существенной погрешности.

В схеме амперметра нагреватель преобразователя включается параллельно шунту. Полагая для общности рассуждений, что эквивалентные схемы как шунта, так и нагревателя подобны изображенной на рис. 7а, при их параллельном соединении получаем схему рис. 7б, преобразуемую в виде 7в. Обозначив подлежащий измерению переменный ток  $I_x$ , а соответствующий ему ток через нагреватель — через  $I_2$ , получим их отношение в виде

$$\frac{I_x}{I_2} = 1 + \frac{Z_2}{Z} + \frac{Z_2}{Z_C} = 1 + \frac{r_2 + j\omega L_2}{r + j\omega L} + j\omega C r_2 - \omega^2 L_2 C.$$

Преобразуя это выражение и вводя обозначения  $\tau = \frac{L}{r}$ ;  $\tau_2 = \frac{L_2}{r_2}$ ;  $\tau_C = Cr$ , получаем

$$\frac{I_x}{I_2} = \left(1 + \frac{r_2}{r}\right) \left\{1 + \omega^2 \frac{r_2}{r+r_2} [\tau(\tau_2 - \tau) - \tau_2 \tau_C] + j\omega \frac{r_2}{r+r_2} [\tau_2 - \tau + \tau_C]\right\}. \quad (18)$$

При включении прибора в цепь постоянного тока отношение тока  $I_{\text{п}}$  в неразветвленной части цепи к току в нагревателе  $I_{2\text{п}}$  будет

$$\frac{I_{\text{п}}}{I_{2\text{п}}} = 1 + \frac{r_2}{r}. \quad (19)$$

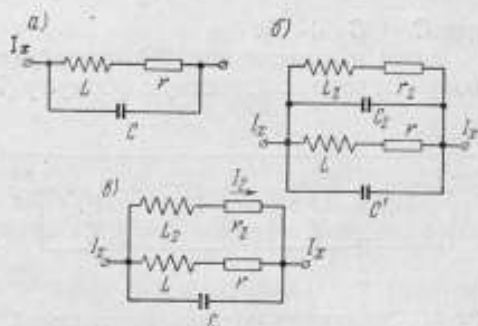


Рис. 7. Эквивалентная схема последовательной цепи прибора.

Если при включении прибора в цепь постоянного и переменного токов ток в нагревателях  $I_2$  и  $I_{2\text{п}}$  равны, то из выражений (18) и (19) получаем

$$\frac{I_{\text{п}}}{1 + \frac{r_2}{r}} = \frac{I_x}{\left(1 + \frac{r_2}{r}\right) \left\{1 + \omega^2 \frac{r_2}{r+r_2} [\tau(\tau_2 - \tau) - \tau_2 \tau_C] + j\omega \frac{r_2}{r+r_2} [\tau_2 - \tau + \tau_C]\right\}}$$

откуда может быть определена частотная погрешность

$$\dot{\gamma}_I = \frac{I_{\text{п}} - I_x}{I_x} = -\omega^2 \frac{r_2}{r+r_2} [\tau(\tau_2 - \tau) - \tau_2 \tau_C] - j\omega \frac{r_2}{r+r_2} [\tau_2 - \tau + \tau_C] = A + jB. \quad (20)$$

Можно показать, что с достаточной для практических целей степенью приближения погрешность в значении тока  $\gamma_I$  определяется выражением

$$\gamma_I = A + \frac{1}{2} B^2; \quad (21)$$

при этом приближении погрешность амперметра будет

$$\gamma_I = -\omega^2 \frac{r_2}{r+r_2} \left[ \tau(\tau_2 - \tau) - \tau_2 \tau_C - \frac{1}{2} \frac{r_2}{r+r_2} (\tau_2 - \tau + \tau_C)^2 \right]. \quad (22)$$

Угол сдвига переменного тока в нагревателе по отношению к общему току определяется формулой

$$\delta_I = -\omega \frac{r_2}{r+r_2} (\tau_2 - \tau + \tau_C). \quad (23)$$

Погрешность  $\gamma_I = 0$  при выполнении условия

$$\tau(\tau_2 - \tau) - \tau_2 \tau_C - \frac{1}{2} \frac{r_2}{r + r_2} (\tau_2 - \tau + \tau_C)^2 = 0. \quad (24)$$

Из выражений (22 и 24) видно, что возможна компенсация погрешности путем параллельного подключения емкости, если  $\tau_2 > \tau$ , так как при  $\tau_2 = \tau$  погрешность может быть равной нулю только при емкости  $C = 0$ . При  $\tau > \tau_2$ , как видно из уравнения (22), первый член справа получает отрицательное значение, и включение емкости может привести только к увеличению погрешности. При  $\tau_2 > \tau$  компенсирующая емкость  $C_K$  может быть определена из выражения

$$C_K \approx \frac{L}{r^2} \left( 1 - \frac{Lr_2}{Lr} \right) - C, \quad (25)$$

где  $C = C_1 + C_2$ .

Если в выражении (25) пренебречь вторым членом в скобках, то мы получим хорошо известную формулу (7), применяемую для расчета емкости при компенсации частотных погрешностей вольтметров и ваттметров.

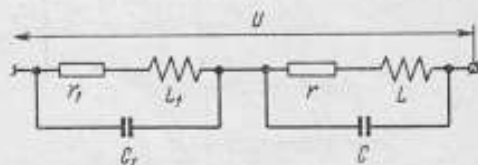


Рис. 8. Эквивалентная схема параллельной цепи прибора.

Аналогичная формула была получена нами при определении емкости, необходимой для компенсации остаточной индуктивности шунтов установок переменного тока. Рассчитанная таким образом емкость оказывалась, однако, всегда существенно больше фактически требуемой, и уточнение значения емкости в соответствии с формулой (25) дает желаемый эффект.

При измерении напряжения нагревателя термопреобразователя включается последовательно с добавочным сопротивлением. Если для каждого сопротивления цепи вольтметра воспользоваться эквивалентной схемой, изображенной на рис. 7а, то для всей цепи вольтметра получим эквивалентную схему рис. 8. На схеме величины с индексом «1» обозначают параметры, характеризующие нагреватель преобразователя, а без индекса — параметры, характеризующие добавочное сопротивление. Определим частотную погрешность прибора в схеме включения вольтметра, исходя из положения, принятого при определении погрешности амперметра, в котором неизменные показания прибора соответствуют неизменному току в нагревателе преобразователя.

При подключении к прибору напряжения постоянного тока  $U_-$  ток  $I_-$  в нагревателе преобразователя, очевидно, равен

$$I_- = \frac{U_-}{r + r_1}; \quad (26)$$

при подключении к прибору напряжения переменного тока  $U_~$  ток  $I_~$  в нагревателе равен

$$I_~ = \frac{U_~}{\left( 1 + \frac{Z}{Z_1} \right) (r_1 + j\omega L_1)}, \quad (27)$$

где  $Z$  и  $Z_1$  — соответственно полные сопротивления нагревателя и добавочного сопротивления прибора,

$$\frac{U_~}{U_-} = \left( 1 + \frac{Z}{Z_1} \right) \frac{r_1 + j\omega L_1}{r + r_1}, \quad (28)$$

откуда погрешность вольтметра  $\dot{\gamma}_U$  равна

$$\dot{\gamma}_U = \frac{U_- - \dot{U}_-}{U_-} = 1 - \frac{\dot{U}_-}{U_-} = 1 - \left(1 + \frac{Z}{Z_1}\right) \frac{r_1 + j\omega L_1}{r + r_1}. \quad (29)$$

Подставив в уравнение (29) выражения для  $Z$  и  $Z_1$  и произведя необходимые преобразования, получим комплексное выражение погрешности.

Пользуясь таким же приближением, как в выражении (21), получим

$$\dot{\gamma}_U = -\omega^2 \frac{r}{r+r_1} \left[ \tau_{C_1} (\tau - \tau_1) + \tau_C (\tau_{C_1} - \tau_C) + \frac{r}{2(r+r_1)} \left( \tau + \frac{r_1}{r} \tau_1 \right)^2 \right]. \quad (30)$$

Угловая погрешность равна

$$\delta_U = \frac{r}{r+r_1} \times \left[ \tau + \frac{r_1}{r} \tau_1 + \tau_{C_1} - \tau_C + \omega^2 [\tau \tau_C - \tau_1 \tau_{C_1} - \tau_C (\tau_{C_1} - \tau_C)] \right], \quad (31)$$

где

$$\tau = \frac{L}{r}; \quad \tau_1 = \frac{L_1}{r_1}; \quad \tau_C = Cr; \quad \tau_{C_1} = r_1 C_1.$$

Из выражения (30) видно, что даже при равенстве нулю шунтирующих емкостей будет иметь место погрешность вольтметра, обусловленная индуктивными сопротивлениями нагревателя преобразователя и добавочного сопротивления.

Выражение (30) дает возможность по знаку получающейся реально погрешности решать вопрос о допустимости ее компенсации с помощью емкости, параллельно подключаемой к части добавочного сопротивления.

Для определения частотной погрешности ваттметра обратимся к схеме, изображенной на рис. 6. Ранее было показано, что разность э. д. с. двух встречно включенных термопар пропорциональна мощности в нагрузке (или в генераторе, формула (9)) и не зависит от квадратов тока и напряжения только при выполнении условий равновесия цепи по току и по напряжению [уравнения (12) и (13)]. Очевидно, что при переходе к переменному току эти условия могут быть представлены в виде

$$Z_1 = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} (Z + Z_2), \quad (32)$$

$$1 + \frac{Z_1}{Z_3} = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right), \quad (33)$$

где  $Z_m$ ,  $Z$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  — соответствующие полные сопротивления.

Если принять, что в первом приближении полное сопротивление  $Z$  может быть выражено через активное сопротивление  $r$  и постоянную времени  $\tau$  зависимостью  $Z = r(1 + j\omega\tau)$ , то условия (32) и (33) могут быть выполнены, если имеют место равенства

$$\tau_1 = \tau_m \text{ и } \tau_2 = \tau_3, \quad (34)$$

где  $\tau$ ,  $\tau_m$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_3$  — постоянные времени сопротивлений с соответствующими индексами.

Практически выполнить требования равенств (34) при любой частоте не представляется возможным, и это приводит к нарушению балансировок по току и по напряжению при включении прибора в цепь переменного тока. Последнее обуславливает появление заметной погрешности. Наиболее простым способом исключения этой погрешности является выполнение уравновешивания прибора при той частоте, при которой производится измерение. Однако нарушение равновесия прибора при переходе к переменному току — не единственный источник погрешности ваттметра.

При выполнении условий (32) и (33) измеряемая мощность и э. д. с.  $e_z$  встречно включенных термопар связаны зависимостью

$$e_z = K_2 \frac{Z}{Z+Z_2} \cdot \frac{1}{Z_1+Z_2} UI = K_2 \left| \frac{Z}{Z+Z_2} \right| \cdot \left| \frac{1}{Z_1+Z_2} \right| UI \cos(\varphi + \delta_I - \delta_U),$$

где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между током в нагрузке и напряжением, приложенным к ней;

$\delta_I$  — угол сдвига фаз между током в нагрузке и током в нагревателях, пропорциональным току в нагрузке;

$\delta_U$  — угол сдвига фаз между напряжением, приложенным к нагрузке, и током в нагревателях, пропорциональным этому напряжению.

При включении прибора в цепь переменного тока такой частоты, при которой допустимо пренебрежение реактивностью цепи,

$$e_z = K_2 \frac{r_2}{r+r_2} \cdot \frac{1}{r_1+r_2} UI \cos \varphi.$$

Относительная частотная погрешность ваттметра  $\gamma_P$  равна

$$\begin{aligned} \gamma_P = \frac{e_z - e_z}{e_z} = 1 - \frac{e_z}{e_z} = 1 - \left| \frac{Z(r+r_2)}{(Z+Z_1)r} \right| \cdot \left| \frac{r_1+r_2}{Z_1+Z_2} \right| \times \\ \times \left[ \sqrt{1 - \sin^2(\delta_U - \delta_I)} - \operatorname{tg} \varphi \sin(\delta_U - \delta_I) \right] = 1 - \left| \frac{Z(r+r_2)}{(Z+Z_1)r} \right| \cdot \left| \frac{r_1+r_2}{Z_1+Z_2} \right| \times \\ \times \left[ 1 - \sin(\delta_U - \delta_I) \left[ \frac{1}{2} \sin(\delta_U - \delta_I) + \operatorname{tg} \varphi \right] \right]. \end{aligned} \quad (35)$$

Так как

$$1 + \gamma_I = \left| \frac{Z(r+r_2)}{(Z+Z_1)r} \right|; \quad 1 + \gamma_U = \left| \frac{r_1+r_2}{Z_1+Z_2} \right|, \quad (36)$$

то

$$\gamma_P = -\gamma_I - \gamma_U + \sin(\delta_U - \delta_I) \left[ \frac{1}{2} \sin(\delta_U - \delta_I) + \operatorname{tg} \varphi \right].$$

Приведенная погрешность  $\gamma_{P_{np}}$  равна

$$\begin{aligned} \gamma_{P_{np}} = \frac{e_z - e_{zn}}{e_{zn}} = \frac{UI}{U_n I_n \cos \varphi_n} \left[ \cos \varphi - \left| \frac{Z(r+r_2)}{(Z+Z_1)r} \right| \times \right. \\ \left. \times \left| \frac{r_1+r_2}{Z_1+Z_2} \right| \cdot [\cos \varphi \cos(\delta_U - \delta_I) - \sin \varphi \sin(\delta_U - \delta_I)] \right]. \end{aligned}$$

Используя равенства (36), преобразуем последнее выражение в следующее:

$$\begin{aligned} \gamma_{P_{np}} = - \frac{UI}{U_n I_n \cos \varphi_n} \times \\ \times \left[ \gamma_I \cos \varphi + \gamma_U \cos \varphi - \frac{1}{2} \sin^2(\delta_U - \delta_I) \cos \varphi - \sin \varphi \sin(\delta_U - \delta_I) \right]. \end{aligned}$$

Так как углы малы, то синусы их могут быть заменены самими углами, и таким образом

$$\begin{aligned} \gamma_{P_{np}} = - \frac{UI}{U_n I_n \cos \varphi_n} \times \\ \times \left[ \gamma_I \cos \varphi + \gamma_U \cos \varphi - \frac{1}{2} (\delta_U - \delta_I)^2 \cos \varphi - (\delta_U - \delta_I) \sin \varphi \right], \end{aligned} \quad (37)$$

где  $\gamma_I$ ,  $\gamma_U$ ,  $\delta_U$  и  $\delta_I$  определяются выражениями (22) и (30), (23) и (31) соответственно.

### Испытание прибора на постоянном и переменном токах

На рис. 9 представлен внешний вид комбинированного вольт-ампер-ваттметра. В приборе предусмотрен ряд переключателей, позволяющих просто осуществить все необходимые изменения цепей прибора для: измерения мощности (по принципиальной схеме на рис. 4 или 6), измерения тока (по схеме на рис. 2), измерения напряжения (по схеме на рис. 3), для установки контрольного тока  $I_k$  и соответствующего ему падения напряжения  $U_n$  (по схеме на рис. 5), проверки сопротивления нагревателя второго термопреобразователя, переключения пределов измерения по току и напряжению и для уравнивания цепей.

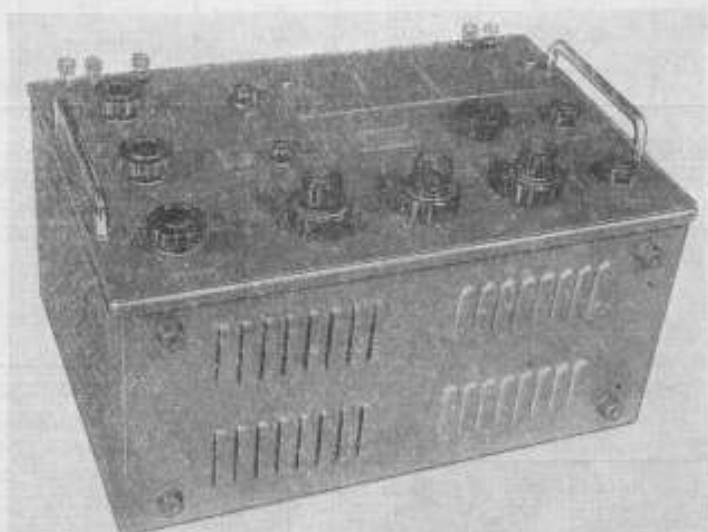


Рис. 9. Внешний вид термоэлектрической приставки к прибору.

Предусмотрена также возможность поверки шунтов и добавочных сопротивлений без вскрытия прибора.

Исследования на постоянном токе должны были подтвердить правильность расчетов и предположений о возможности создания комбинированного прибора с общими элементами и одним значением контрольного тока как в амперметре и вольтметре, так и в ваттметре. При испытаниях на переменном токе следовало установить величину частотной погрешности.

Поверка на постоянном токе проводилась с помощью потенциометра с набором образцовых катушек и делителя. Действительные значения тока и напряжения для соответствующих пределов измерения прибора в схеме амперметра и вольтметра приведены в табл. 2.

Из табл. 2 видно, что в схемах амперметра и вольтметра на постоянном токе погрешности не превышают 0,1%, а для подавляющего большинства пределов они менее 0,05%.

Для обеспечения достаточной точности поверки прибора по схеме ваттметра использован метод отдельных цепей. Учитывая специфичность исследуемого прибора, рассчитанного для измерения мощности на его входных (выходных) зажимах, значение мощности получали как произведение тока в последовательной цепи ваттметра и разности напряжений,

Таблица 2

Номинальное значение тока $I_{\text{ном}}^a$	Действительное значение тока $I_{\text{действ.}}^a$	Относительная погрешность $\gamma_I, \%$	Номинальное значение напряжения $U_{\text{ном}}^b$	Действительное значение напряжения $U_{\text{действ.}}^b$	Относительная погрешность $\gamma_U, \%$
10,0	10,009	-0,1	400,0	400,0	$\pm 0,00$
5,0	4,9993	+0,015	200,0	200,01	$\pm 0,00$
2,0	2,0002	-0,01	100,0	99,98	+0,02
1,0	1,0003	-0,03	50,0	49,994	+0,02
0,5	0,50001	$\pm 0,00$	20,0	20,001	-0,01
0,2	0,2002	-0,10	10,0	10,003	-0,03
0,1	0,09993	+0,07	5,0	5,004	-0,08
0,05	0,049997	+0,01	2,0	2,0010	-0,05
—	—	—	1,0	1,0013	-0,13

одно из которых измерено на входных зажимах прибора  $I^a$  и  $U$ , а второе — между зажимами  $I^b$  и  $I$ . Все напряжения должны быть измерены одновременно, что создает известные трудности при аттестации ваттметра. Этим объясняется, что по данной схеме ваттметр имеет предельные для прибора класса 0,1 погрешности.

#### Проверка на переменном токе

Оценка частотной погрешности выполнялась в два приема. Проверка вольт-ампер-ваттметра в схеме амперметра и вольтметра при частоте

Таблица 3

$I_{\text{ном}}^a$	Наибольшая относительная погрешность, %	$U_{\text{ном}}^b$	Наибольшая относительная погрешность, %
1,0	0,02	400,0	0,03
0,5	0,02	200,0	0,02
0,2	0,04	100,0	0,02
0,1	0,02	50,0	0,02
0,05	0,05	20,0	0,02
—	—	10,0	0,00
—	—	5,0	0,03
—	—	2,0	0,02
—	—	1,0	0,02

до 20 кГц проведена на образцовой установке (тип УВ-2), обеспечивающей при тщательном выполненном эксперименте погрешность, не превосходящую  $\pm 0,03\%$ .

Для того чтобы исключить погрешность поверяемого прибора, обусловленную неточностью подгонки отдельных элементов его электрической цепи, а также неточностью установки контрольного тока, и выделить только частотную погрешность, определялось относительное изменение показания поверяемого прибора, включенного в цепь переменного и постоянного токов при неизменной измеряемой величине.

В табл. 3 приведены значения погрешностей прибора для различных пределов измерений в схемах включения амперметра и вольтметра при частоте 20 кГц.

Из табл. 3 видно, что дополнительная погрешность комбинированного прибора в схемах амперметра и вольтметра при включении его в цепь переменного тока частоты до 20 кГц соизмерима с погрешностью метода и пренебрежимо мала.



Проверка прибора при частотах выше 20 кГц проводилась сравнением с воздушными или вакуумными термопреобразователями, имеющими номинальные токи нагревателей, равные или близкие к номинальным токам шунта на поверяемом пределе измерения прибора. Неизменный ток в неразветвленной части цепи прибора устанавливали по неизменной т. э. д. с. шунтированного преобразователя, включаемого поочередно в цепь постоянного и переменного токов. Частотную погрешность определяли по изменению показаний потенциометра типа Р-2. Результаты измерения существенно зависят от тщательности экранировки схемы и от относительного

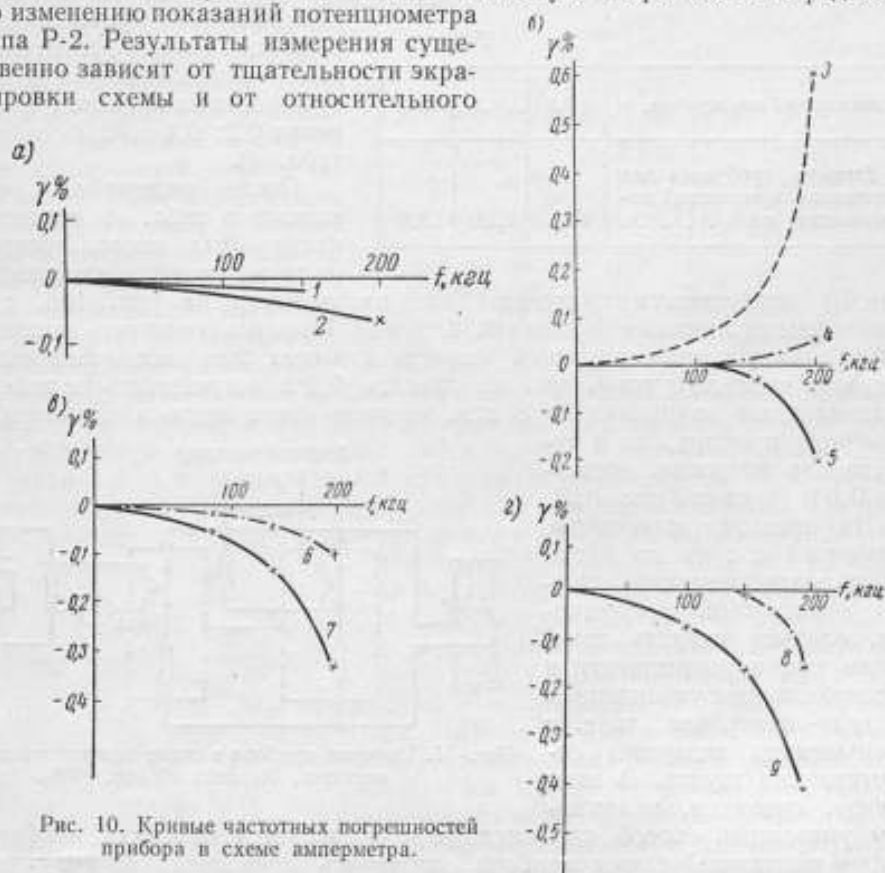


Рис. 10. Кривые частотных погрешностей прибора в схеме амперметра.

расположения в пространстве образцовой и шунтированной термопар. На рис. 10 приведены характеристики частотных погрешностей прибора на различных пределах измерения. Погрешности прибора растут с уменьшением номинального тока или с увеличением сопротивления шунта. Так, для пределов измерения тока 1 A и 0.5 A погрешности приборов получились порядка 0,05—0,07%, т. е. соизмеримыми с погрешностью метода аттестации. На пределе измерения тока 1 A погрешности могли быть определены только при частотах, меньших 150 кГц, вследствие малой мощности имеющегося в распоряжении источника тока. Перегрузка источника вызвала сильные искажения формы кривой. Так как вольт-ампер-ваттметр с шунтированной термопарой обладает частотной зависимостью, то при искаженных формах кривых погрешности возрастают и становятся несоизмеримыми с погрешностями, полученными при более низких частотах.

На рис. 10 сплошными линиями нанесены кривые погрешностей прибора в схеме амперметра для пяти пределов измерения. Кривые 1 и 2

(рис. 10а) относятся к пределам 1,0 и 0,5 а соответственно; кривая 5 (рис. 10б) — к пределу 0,2 а, кривая 7 (рис. 10в) — к пределу 0,1 а и кривая 9 (рис. 10г) — к пределу 0,05 а. Наибольшей величины погрешности достигают на пределе измерения 0,05 а, где сопротивление шунта равно почти 17 ом. Знак погрешности отрицательный, следовательно [см. уравнение (22)], возможна компенсация этой погрешности с помощью емкости, включаемой параллельно шунту.

Таблица 4

Номинальный ток прибора, а	0,2	0,1	0,05
Емкость, требуемая для компенсации частотной погрешности, пф	680	6500	6500

В результате расчета и эксперимента были установлены величины емкости, требуемые для компенсации этой погрешности на пределах измерения 0,2; 0,1 и 0,05 а (см. табл. 4).

После включения указанных в табл. 4 емкостей прибор был вновь поверен на те же пределы измерений.

Кривые погрешности приведены для наглядности на рис. 10б, в, г пунктирными линиями (кривые 3, 4, 6 и 8). Попытка сохранить неизменной величину компенсирующей емкости для всех трех рассматриваемых пределов привела к тому, что на пределе 0,2 а погрешность не только изменила знак по сравнению с тем, который имеет место в некомпенсированном приборе, но и существенно возросла, достигнув 0,6% (кривая 3 рис. 10б).

На пределах измерения, больших 1 а, судя по имеющейся закономерности изменения частотной погрешности, следует ожидать изменения знака погрешности и ее возрастания с увеличением предела измерения, т. е. с уменьшением величины сопротивления шунта. В этом случае, очевидно, неприменим указанный способ компенсации и потребуется изменять конфигурацию монтажной схемы прибора, добиваясь повышения ее индуктивности.

Компенсация прибора в схеме амперметра проведена для наибольшей частоты источников питания, имевшихся в нашем распоряжении. При меньших частотах погрешности уменьшаются.

Проверка прибора в схеме вольтметра при частотах, больших 20 кГц, проводилась сличением с вакуумным термозлементом типа ТВБ-4 (10 ма), включенным последовательно с непроволочным сопротивлением в схеме рис. 11. Неизменное напряжение устанавливается по неизменной т. э. д. с. вакуумного термопреобразователя, нагреватель которого поочередно включается в цепь переменного и постоянного токов. Частотная погрешность определялась по изменению показания потенциометра типа Р-2.

При отсутствии экранировки вакуумного преобразователя и кондуктивной связи между корпусом поверяемого прибора и нагревателем преобразователя погрешности схемы оказались значительными. После экранировки всех элементов цепи (рис. 11) погрешности резко упали. Значения погрешностей для различных пределов измерения прибора приведены в табл. 5.

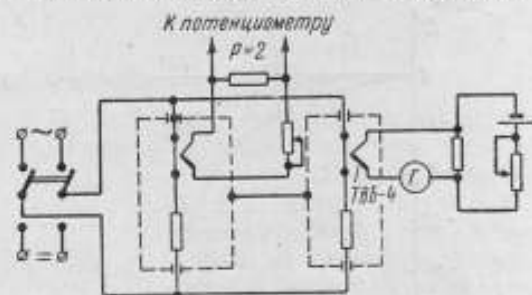


Рис. 11. Проверка прибора в схеме вольтметра при частотах, больших 20 кГц.

Как видно из табл. 5, на пределах измерения до 50 в включительно погрешности малы, соизмеримы с погрешностью метода аттестации и не требуют компенсации. На пределах измерения 100, 200 в компенсация необходима.

Отрицательный знак погрешности [см. формулу (30)] указывает на возможность компенсации погрешности с помощью емкости, включаемой параллельно добавочным сопротивлениям.

Отсутствие данных о величинах постоянных времени отдельных элементов цепей не дали возможности определить расчетные значения компенсирующей емкости, которая была подобрана экспериментально, а именно при номинальном напряжении 100 в емкость, требуемая для компенсации частотной погрешности, 30 пф и при напряжении 30 в — емкость 15 пф.

Кривые погрешностей прибора в схеме вольтметра на пределе измерения 200 в приведены на рис. 12, на котором кривая 1 характеризует погрешности прибора до его компенсации, а кривая 2 — после компенсации. В связи с тем, что сопротивление параллельной цепи на этом пределе изменения велико, емкости, требуемые для компенсации, малы. На примере компенсации предела измерения 200 в показано, что изменение компенсирующей емкости на  $\pm 5\%$  (от 15 до 18 пф) вызывает изменение величины погрешности на 0,6%, причем при емкости в 15 пф имеет место отрицательная погрешность ( $-0,35\%$ , кривая 2), а при 18 пф — положительная ( $+0,25\%$ , кривая 2'). На пределе 100 в после компенсации погрешность стала менее 0,1%. При специальном отборе конденсаторов эта погрешность может быть приближена к нулю.

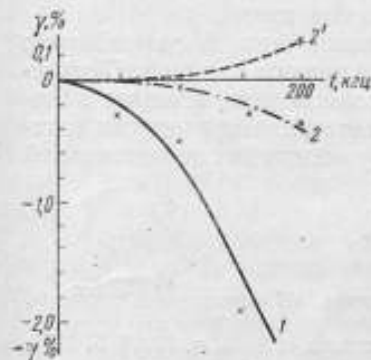


Рис. 12. Кривые частотных погрешностей прибора в схеме вольтметра (предел измерения 200 в).

прибора при частоте 200 кГц составляет приблизительно 2,4%. Основной причиной появления такой заметной погрешности явилось нарушение уравновешенности прибора при высокой частоте. Особенно сильно нарушается уравновешенность по напряжению, меньше — по току. При уравновешивании по напряжению нужно добиваться того, чтобы сопротивление плеча *ac* (рис. 6) было равно сумме сопротивлений плеч *ab* и *bc*. При различных сопротивлениях шунтов равенство этих сопротивлений обеспечивается соответствующим изменением регулируемой части сопротивления плеча *ac*. Это сопротивление, изменяющееся от сотых долей ома до 20 ом, должно обладать минимальной и постоянной реактивностью. Выполнить

Таблица 5

Номинальное напряжение прибора, в	10	20	50	100	200
Максимальное значение относительной погрешности, %	-0,1	-0,1	+0,1	-0,42	-2,4

это требование в полной мере не представляется возможным, что приводит к изменению равновесия при различных частотах.

Конструкцией прибора предусмотрена возможность уравнивания его в рабочих условиях на той частоте, при которой ведутся измерения. При поверке прибора, когда устанавливаются изменения его показания при переходе от постоянного тока (или переменного тока частоты 50 гц) к переменному току высокой частоты, очевидно, требуется при каждом измерении проводить уравнивание как на постоянном, так и на переменном токе высокой частоты. После установления такой методики погрешность прибора в схеме ваттметра на пределе измерения 0,05 а и 1 в оказалась соизмеримой с погрешностью калориметрического метода и не превосходила 0,2%.

Эти данные поверки ваттметра согласуются с полученными результатами поверки ранее созданных ваттметров [4, 5].

### Заключение

Созданный комбинированный вольт-ампер-ваттметр обеспечивает измерение тока, напряжения и мощности на постоянном и переменном токах от 2 гц до 20 кгц с погрешностью, меньшей 0,1%.

При частотах, больших 20 кгц, погрешности прибора возрастают, но при условии компенсации реактивностей элементов цепи прибора они могут быть существенно снижены. Расчет и опытная поверка показывают, что частотные погрешности, скомпенсированные при некотором значении частоты, с уменьшением частоты падают.

В связи с тем, что точность аттестации прибора при частотах, больших 20 кгц, невелика и определяется погрешностью в 0,2%, компенсация погрешностей прибора не могла быть выполнена более точно.

Комбинированный вольт-ампер-ваттметр может быть в равной мере использован в качестве как рабочего, так и образцового прибора. С созданием такого прибора впервые обеспечивается возможность поверки в широком диапазоне частот электронных, термоэлектрических и других ваттметров, имеющих неразделенную общую точку между последовательной и параллельной цепями.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Червякова В. И., Термоприборы на растяжках, «Измерительная техника», № 2, 1961.
2. Hegnash F. L. a. Williams E. S., J. of Research of NBS, v. 52, № 5, 1954, pp. 227-234.
3. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Многопредельные термоэлектрические приборы повышенной точности для звукового диапазона частот, Труды институтов Комитета, вып. 39 (99), 1960.
4. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Термоэлектрический измеритель мощности класса 0,1, Труды институтов Комитета, вып. 67 (127), 1962.
5. Безикович А. Я., Зорин Д. И., О способе компенсации собственного потребления в термоваттметрах, «Измерительная техника», № 8, 1961.
6. Широков К. П., Комплексная установка для поверки амперметров и вольтметров при повышенной частоте переменного тока, Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.

Поступила в редакцию  
17/VII 1962 г.

А. З. ВЕКСЛЕР, Н. В. ПЕНЬКОВ, Т. Н. ФАЛАЛЕЕВА

Свердловский филиал ВНИИМ

### ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ВОЛЬТМЕТР ДЛЯ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

*В статье приводится описание и результаты исследования фазочувствительного вольтметра, предназначенного для испытаний магнитных материалов на переменном токе повышенной частоты (до 10 кГц). Прибор выполнен на полупроводниковых выпрямителях; пределы измерения 0,75÷150 в; погрешность измерения напряжения в рабочем диапазоне частот не превосходит 1,5%.*

При испытаниях магнитных материалов на переменном токе промышленной и повышенной частот — в схемах феррометров, вектометров и в ряде специализированных установок для магнитных измерений — применяются выпрямительные фазочувствительные вольтметры [1—3]. Вольтметры такого типа, особенно предназначенные для повышенных частот и основанные на применении полупроводниковых выпрямителей, обладают некоторыми недостатками. К этим недостаткам относятся ограниченный диапазон измеряемых напряжений (от 10 до 50÷75 в) и сравнительно большой ток потребления, недопустимый при испытаниях материалов в слабых полях (порядка 1 мА).

Трудности создания многопредельных фазочувствительных вольтметров с полупроводниковыми выпрямителями определяются в первую очередь необходимостью применения управляющего напряжения (с прямоугольной формой волны) по крайней мере в два раза большего применяемого напряжения. Измерение же малых напряжений при большой величине управляющего сопряжено с неустойчивостью режима ключевой схемы, которая ведет к нестабильности показаний прибора.

В описанном ниже фазочувствительном вольтметре влияние указанных факторов несколько снижено, что дало возможность существенно расширить пределы его измерения. Схема созданного прибора с пределами измерения 0,75÷150 в приведена на рис. 1.

Благодаря применению вспомогательной пары диодов  $D_1$  и  $D_2$  падение напряжения на основных выпрямителях  $D_3$  и  $D_4$ , связанное с измеряемым, оказывается весьма небольшим (около 0,1 в). Диоды  $D_1$  и  $D_2$  защищают цепь прибора от перегрузок, так как при прохождении любой полуволны измеряемого тока падение напряжения на основных выпрямителях  $D_3$  и  $D_4$  будет сравнительно небольшим. Достоинством схемы является также и то, что несмотря на применение однопериодного выпрямителя, ток в измерительной цепи протекает в течение обоих полупериодов. Это позволяет избежать подмагничивания испытуемого образца постоянным током.

Назначение остальных элементов схемы очевидно: сопротивления  $r_1$  и  $r_2$  необходимы для улучшения устойчивости схемы и для предотвращения перегрузок диодов  $D_3$  и  $D_4$  при управляющем напряжении около 10 в,  $R_{g_1}, \dots, R_{g_n}$  — добавочные сопротивления для различных пределов измерения вольтметра,  $r_5$  и  $C$  служат для снижения частотной погрешности прибора и  $r_3, r_4, r_6$  и  $r_7$  — для установки «электрического нуля». В изготовленном макете прибора использован микроамперметр со световым указателем типа М-194 класса 0,5.

Параметры схемы были выбраны на основании следующих предположений. Для того чтобы сопротивление диодов было малым и составляло небольшую часть общего сопротивления их цепи, необходимо пропускать

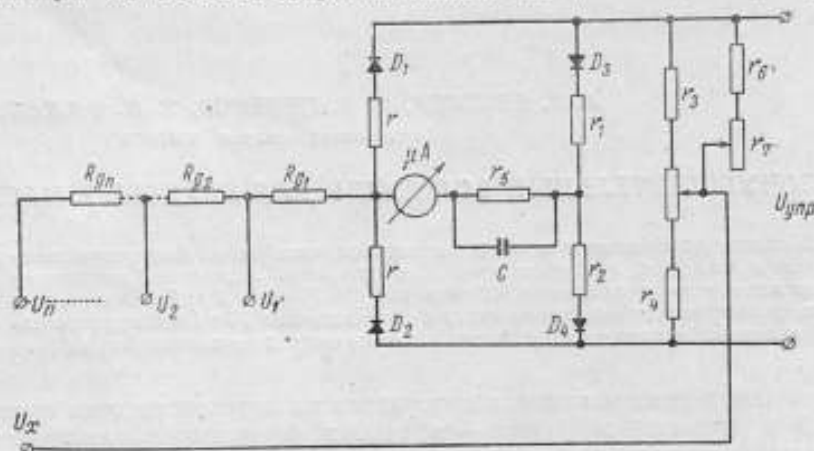


Рис. 1. Схема фазочувствительного вольтметра.

через диоды ток, близкий к номинальному. У использованных нами диодов при токе 20 ма падение напряжения составляло приблизительно 0,6 в. При этом сколько-нибудь заметного разогревания диодов не происходило. Так как режим работы диодов несколько меняется под действием приложенного напряжения, при оценке влияния диодов на величину полного тока в измерительной цепи следует учитывать значение их дифференциального сопротивления. В основном режиме работы определяется управляющим напряжением  $U_{упр}$ . Дифференциальное сопротивление открытых диодов невелико и составляет несколько ом. Дифференциальное сопротивление закрытых диодов  $D_3$  и  $D_4$  определяет коэффициент выпрямления схемы. Это сопротивление оказывается наибольшим при обратном напряжении  $U_{обр} \approx 3-6$  в и составляет 5-7 Мом. Поэтому в приборе был применен источник управляющего напряжения, дающий  $U_{упр} = 6-12$  в. Взяв в качестве расчетного значения  $U_{упр} = 10$  в, получим  $r_1 \approx r_2 = r_{ср} \approx 250$  ом. Следует обратить внимание на необходимость правильного выбора отношения сопротивлений  $r_1/r_2$  [4]. Дело в том, что при выбранном режиме работы открытые диоды можно рассматривать как стабилизаторы напряжения, так как  $r_{ср}/r_{диф} \gg 1$ .

Учитывая, что эти величины неодинаковы для разных диодов, мы получаем следующее соотношение между падениями напряжения в плечах моста, содержащих  $r_1$  и  $r_2$ :

$$K = \frac{r_1 U_{упр} + r_2 E_{c_1} - r_2 E_{c_2}}{r_2 U_{упр} + r_1 E_{c_2} - r_2 E_{c_1}}, \quad (1)$$

где  $E_{c_1}$  и  $E_{c_2}$  — напряжения стабилизации.

В общем случае  $K$  оказывается зависящим от  $U_{упр}$ , т. е. показания прибора будут изменяться при колебаниях управляющего напряжения. Эта зависимость может быть устранена при условии

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{E_{c_1}}{E_{c_2}}. \quad (2)$$

Если же условие (2) не выполняется, то, как показал опыт, увеличение управляющего напряжения на 10% приводит к изменению показаний прибора на одно деление, что следует признать неудовлетворительным. После регулировки схемы путем увеличения одного из сопротивлений на 14 ом это изменение стало незначительным, что видно из табл. 1. В таблице приведены значения тока  $I$ , проходящего через прибор при различных значениях управляющего напряжения при измеряемом напряжении  $U_x = 0$ .

Таблица 1

$U_{упр}$ , в	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$I$ , мка	0,0	1,5	1,2	0,9	0,5	0,2	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,2	0,4

Следует отметить, что изменение одного из сопротивлений ( $r_1$  или  $r_2$ ) на несколько ом не ухудшает заметным образом полученные результаты.

Установка «электрического нуля» прибора осуществляется шунтированием сопротивления  $r_3$  плавно регулируемые сопротивлениями  $r_6$  и  $r_7$ . При этом, во избежание заметных изменений полного сопротивления измерительной цепи прибора, выполнено условие  $r_3 \ll r_6 + r_7$ .

Если заменить основную часть схемы фазочувствительного вольтметра эквивалентным мостом, нетрудно установить требования, предъявляемые к плавности регулировки и стабильности элементов схемы.

Опыт показывает, что достаточная устойчивость нуля достигается после получасовой работы прибора при номинальном управляющем напряжении.

Кроме упомянутых выше параметров схемы, большое значение имеет величина дифференциального сопротивления закрытых диодов  $R_x$ , которая для выбранных экземпляров диодов (типа Д9Ж) оказалась равной  $5-7$  Мом. При закрытых диодах  $D_3$  и  $D_4$  ток  $I$ , протекающий через прибор, определяется неуровновешенностью моста, составленного из диодов  $D_1 - D_4$  и соответствующих сопротивлений. Для выбранных экземпляров относительная разница обратных сопротивлений диодов  $D_3, D_4$  составляет 10%. Вообще говоря, эта разница может быть уменьшена более тщательным подбором диодов. Так как сопротивление закрытых диодов  $D_3$  и  $D_4$  много больше всех остальных сопротивлений цепи, то ток, протекающий через измерительный прибор, можно оценить из следующего приближенного соотношения:

$$I \approx \frac{U_{упр} \delta R_d}{2R_x} = 10^{-7} \text{ а.}$$

Так как цена деления прибора равна 0,5 мка, то полученному значению  $I$  соответствует показание, равное 0,2 дел. Эту величину следует учитывать при оценке влияния обратных токов диодов во время измерения, так как при втором полупериоде диоды  $D_1 - D_4$  меняются ролями. Очевидно, что при выбранных диодах использование более высокочувствительного прибора нецелесообразно.

Если учесть, что с увеличением температуры на  $20-25^{\circ}\text{C}$  обратное сопротивление диодов убывает примерно вдвое, то при прежней относительной разнице  $\delta R_d$  показание прибора составит  $0,4 \div 0,5$  дел. Ввиду того, что прямое сопротивление диодов пренебрежимо мало, температурная погрешность будет определяться приведенными выше значениями обратного тока.

Источник управляющего напряжения для фазочувствительного вольтметра выполнен по блок-схеме, представленной на рис. 2. На входе уст-

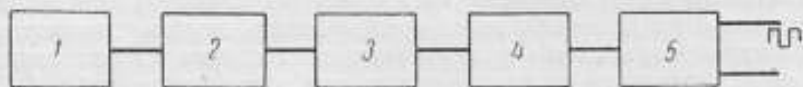


Рис. 2. Блок-схема источника управляющего напряжения.

ройства имеется фазовращатель 1 мостового типа, пригодный для работы в диапазоне частот  $50-20\,000$  гц. Фазовращатель снабжен  $RC$ -цепью, обеспечивающей дополнительное изменение фазы на  $90^{\circ}$ . Благодаря этому удастся получить хорошее перекрытие отдельных диапазонов фазовращателя и обеспечить сдвиг фаз от  $0$  до  $360^{\circ}$ .

С выхода фазовращателя напряжение поступает на усилитель 2, выполненный на двойном триоде, а затем — на следующее электронное

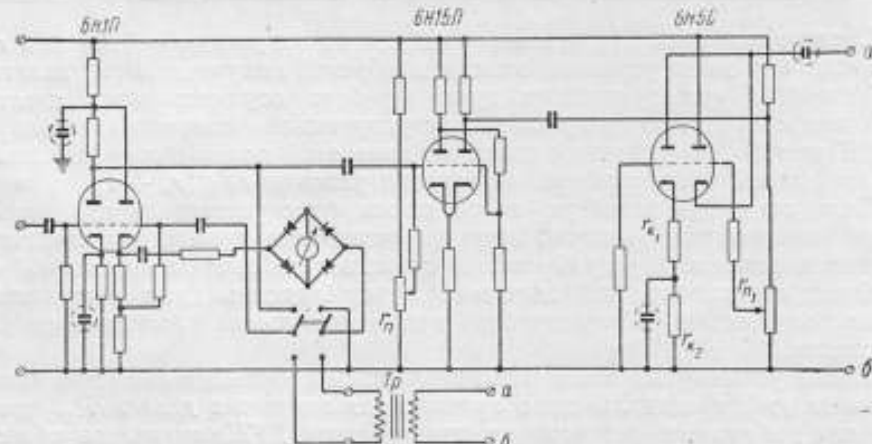


Рис. 3. Полная принципиальная схема источника управляющего напряжения.

*Tr* — изолирующий трансформатор, выполненный на пермаллоевой ленте с коэффициентом трансформации 1 : 1.

реле 3 ( триггер Шмитта), позволяющее получить напряжение прямоугольной формы с крутыми фронтами. На выходе включается катодный повторитель 4, имеющий малое внутреннее сопротивление при достаточно большой выходной мощности. К выходу катодного повторителя подключается тороидальный изолирующий трансформатор 5, выполненный на магнитопроводе из пермаллоя. Полная принципиальная схема источника управляющего напряжения (без фазовращателя) показана на рис. 3.

Синусоидальное напряжение поступает с выхода фазовращателя на сетку одной из половин двойного триода типа 6Н1П. Параметры усилителя на сопротивлениях подобраны таким образом, чтобы обеспечивалось достаточное постоянство коэффициента усиления во всем диапазоне звуковых частот. Переменное напряжение, снимаемое с анода лампы типа 6Н1П, поступает на вход следящего реле, собранного на лампе



типа 6Н15П. Полученное на выходе следящего реле напряжение имеет прямоугольную форму волны с весьма крутыми фронтами. Длительность фронта не превышает 5 мксек. Переменное сопротивление  $r_n$ , имеющееся на этом каскаде, позволяет устанавливать рабочую точку одной из половин лампы типа 6Н15П, а следовательно, и длительность полуволны выходного напряжения. Последнее поступает на сетку лампы типа 6Н5С, играющей роль катодного повторителя. Как видно из схемы, катодная нагрузка состоит из одной половины лампы типа 6Н5С и двух сопротивлений  $r_{k_1}$  и  $r_{k_2}$ . Одно из них шунтируется конденсатором, который подбирается таким образом, чтобы скомпенсировать «скол» плоских частей полуволны на выходе схемы. Выходное напряжение может плавно регулироваться в пределах от 0 до 15 в с помощью переменного сопротивления  $r_{a_1}$ , изменяющего рабочую точку оконечной лампы. Одновременно это сопротивление позволяет регулировать переменное напряжение, поступающее на сетку лампы типа 6Н5С. Параметры оконечного каскада подобраны таким образом, что коэффициент нелинейных искажений схемы не превышает десятых долей процента при любом выходном напряжении.

Однако применение такой лампы, как триод типа 6Н5С, которая обычно используется в схемах стабилизаторов постоянного тока, существенно снизило частотный диапазон схемы. Из-за значительных межэлектродных емкостей лампы удовлетворительная форма выходного напряжения получается при частоте переменного тока, не большей 3000 гц. Этот недостаток схемы может быть устранен заменой лампы типа 6Н5С другой, имеющей малые межэлектродные емкости и большое (по абсолютной величине) сеточное напряжение запирания. Таким заменителем может быть лампа типа Г-807 или другие, аналогичные ей.

Помимо замены лампы, при расширении частотного диапазона необходима соответствующая замена выходного изолирующего трансформатора.

#### Результаты испытаний фазочувствительного вольтметра

В табл. 1 приводились данные, характеризующие устойчивость «электрического нуля» при изменении управляющего напряжения. Аналогичные результаты были получены при определении зависимости показаний прибора от значений управляющего напряжения при неизменном напряжении  $U_x$ . При этом источником измеряемого напряжения служит сухой элемент э. д. с.  $E = 1,3$  в. Как видно из табл. 2, где приведена зависимость показаний прибора от управляющего напряжения и частоты, полученной при  $U_x = 0,7$  в, показания прибора зависят от управляющего напряжения тем больше, чем выше его частота.

Таблица 2

Частота, гц	$U_{упр}$ , в													
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
50	89,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0
400	90,0	140,1	140,5	140,5	140,2	140,1	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0	140,0
2000	90,8	139,8	140,0	139,8	139,7	139,3	139,0	138,8	138,8	138,8	138,6	138,6	138,6	138,3
4000	89,5	137,7	138,0	137,5	137,3	136,7	136,3	136,0	135,5	135,4	135,3	135,2	135,1	135,1

Зависимость показаний прибора от управляющего напряжения  $U_{упр}$  объясняется тем, что условие (2) в действительности выполняется лишь приближенно, так как диоды можно рассматривать как стабилизаторы напряжения не при любых значениях  $U_{упр}$  и их коэффициент стабилизации невелик.

Кроме того, при повышенных частотах форма кривой управляющего напряжения существенно отличается от прямоугольной, поэтому значительную часть времени диоды не работают в режиме стабилизации, а их сопротивление в этом случае может составлять десятки и даже сотни Ом.

Зная, что нарастание  $U_{упр}$  во времени определяется экспонентой с постоянной  $\tau = 15$  мксек, можно рассчитать зависимость показаний прибора от управляющего напряжения по известным вольт-амперным характеристикам диодов. Однако ввиду громоздкости выкладок эти соотношения здесь не приводятся. Отметим лишь, что полученные результаты расчета удовлетворительно согласуются с данными, приведенными в табл. 2.

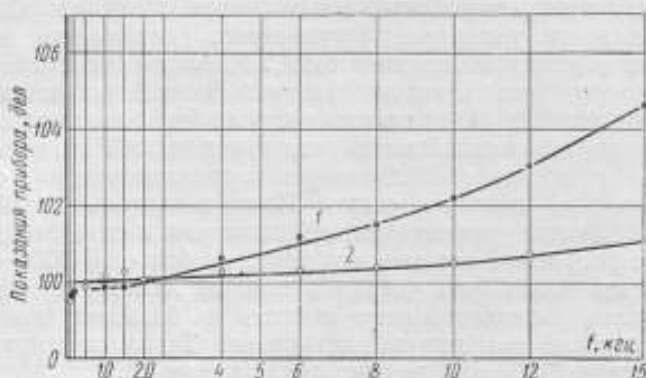


Рис. 4. Зависимость показаний вольметра от частоты при измерении переменного напряжения.

1 — измеряемое напряжение приблизительно 0,7 в, 2 — приблизительно 20 в.

На рис. 4 приведена зависимость показаний вольметра от частоты при различных значениях измеряемого переменного напряжения.

Измерения на переменном токе проводились следующим образом. Измеряемое напряжение имело ту же частоту, что и управляющее. Фазу управляющего напряжения регулировали до получения наибольшего показания. Затем с помощью следящего реле подбирали максимальное показание прибора, вновь регулировали фазу и так поступали до тех пор, пока не была достигнута одинаковая длительность полуволн и синфазность управляющего и измеряемого напряжений.

Кроме этих измерений, были определены обратные токи диодов в рабочем режиме. Для этого управляющее напряжение получали от источника постоянного тока. Источником измеряемого напряжения служил сухой элемент. Когда диоды  $D_3$  и  $D_4$  (рис. 1) были закрыты, замечали показание прибора при заданном  $U_x$ . Затем меняли полярность управляющего напряжения и как при заданном значении измеряемого напряжения, так и при  $U_x = 0$  измеряли падение напряжения на сопротивлениях  $r$ , включенных последовательно с диодами  $D_1$  и  $D_2$ .

Обработка результатов этих измерений показала, что дополнительная погрешность, связанная с обратным током диодов, не превышает 0,1% при  $t = 20^\circ \text{C}$ . Заметим, что эта погрешность не зависит от пределов измерения.

Как показал опыт, метрологические характеристики фазочувствительного вольметра, собранного по приведенной выше схеме, могут быть улучшены при использовании кремниевых выпрямителей.

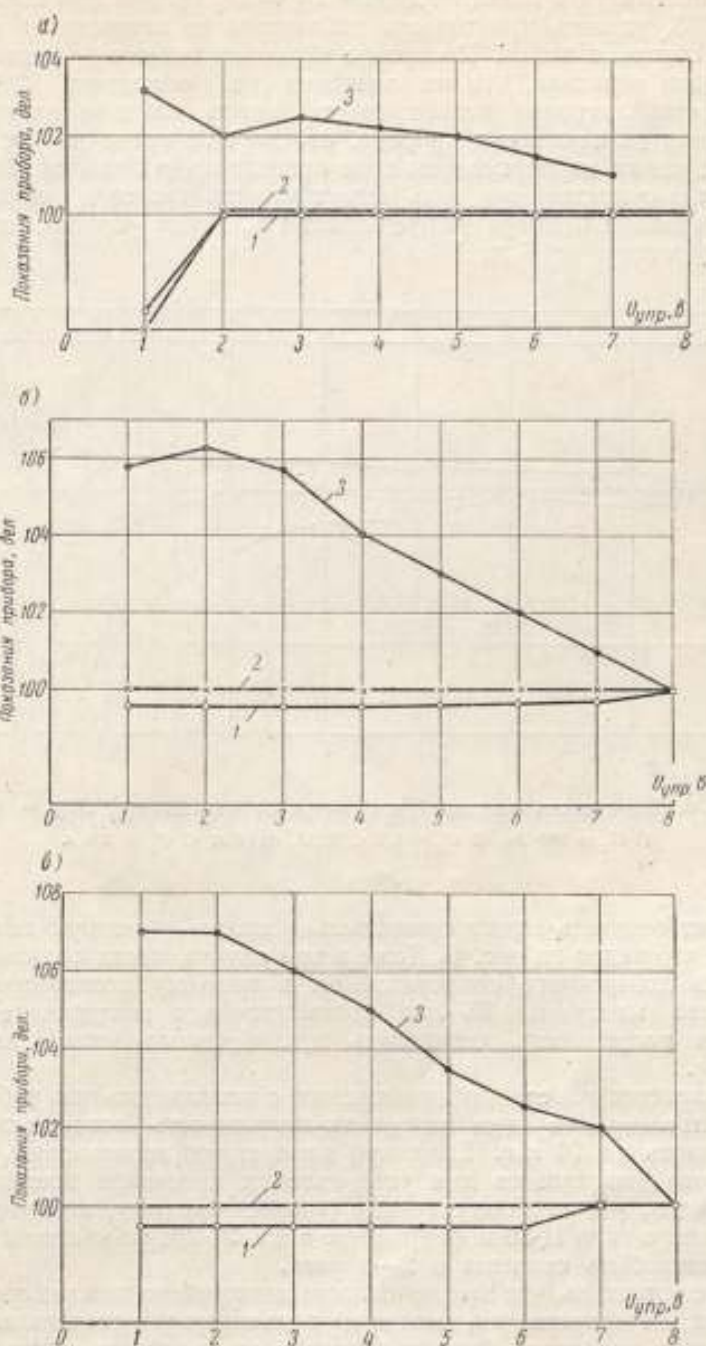


Рис. 5. Зависимость показаний вольтметра от управляющего напряжения при различных частотах и значениях измеряемых напряжений: а)  $U_x \approx 280 мв$ ; б)  $U_x \approx 10 в$ ; в)  $U_x \approx 100 в$ .

1 — частота 100 гц; 2 — частота 1000 гц; 3 — частота 10 000 гц.

Так, используя в качестве диодов  $D_1 - D_4$  кремниевые стабилитроны типа Д-808, удалось практически избавиться от влияния на показания прибора обратных токов. Измерение обратных токов при использовании этих диодов показало, что их значения не превышают  $10^{-8}$  а. Применение стабилитронов позволило уменьшить влияние управляющего напряжения на показания прибора, что хорошо видно из рис. 5. Даже при измерениях на переменном токе сравнительно большой частоты (до 10 кГц), где существенную роль играет емкость диодов и монтажа, изменение показаний прибора не превышает 1%, когда управляющее напряжение возрастает от 6 до 7 в.

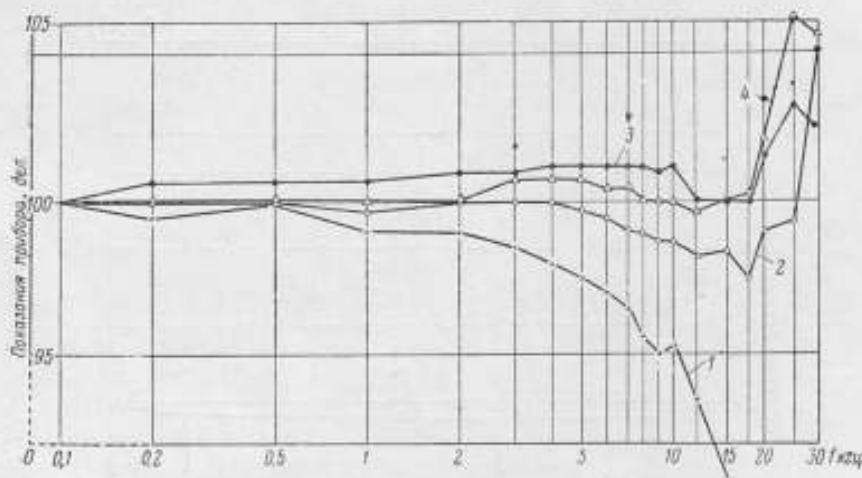


Рис. 6. Зависимость показаний вольметра от частоты при  $U_{упр} = 67$  в.

1)  $U_x \approx 280$  мк; 2)  $U_x \approx 1,4$  в; 3)  $U_x \approx 10$  в; 4)  $U_x \approx 100$  в.

Следует отметить также сравнительно малую частотную погрешность прибора, что видно из рис. 6. Даже в том случае, когда вольметр включался без добавочного сопротивления и полному показанию прибора на пределе измерения 75 мкА соответствовало напряжение 280 мВ, частотная погрешность оставалась пренебрежимо малой вплоть до  $f = 1$  кГц.

Что касается измерения напряжения с использованием рабочих пределов вольметра, то здесь частотная погрешность оказывается весьма малой вплоть до 10 кГц. Если при измерениях использовать источник постоянного напряжения для установления интервала времени открывания диодов, равного полупериоду (аналогично тому, как это делается в векторметре типа Ц-50 и феррометре типа У542), то частотная погрешность может быть снижена в 2—3 раза.

Следует отметить, что при использовании прибора для измерения среднего значения напряжения, можно не пользоваться источником постоянного тока, а подбирать фазу и длительность полуволны таким образом, чтобы получить максимальное показание прибора.

Результаты исследования фазочувствительного вольметра показывают, что при частотах, меньших 10 кГц, прибор обеспечивает измерение напряжения с погрешностью, не превышающей 1,5%.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б., Применение полупроводниковых выпрямителей в измерительной технике, Изд. АН УССР, Киев, 1956.
2. Grave, ATM, Sept. 1957, S. 23—26.
3. Krishnan S., Electronic and Radio Engineering, v. 36, II № 2, 1959, pp. 45—50.
4. Гейгер В. А., Схемы магнитных усилителей, гл. 19, Госэнергоиздат, 1959, стр. 380—389.
5. Нестеренко А. Д., Основы расчета электронизмерительных схем уравнивания, Изд. 2-е, Изд. АН УССР, Киев, 1960.

Поступила в редакцию

5/VI 1962 г.

Е. Д. КОЛТИК  
ВНИИМ

### ДВУХКАНАЛЬНЫЙ КАЛИБРАТОР ФАЗЫ

*В статье рассматривается принцип построения двухканального калибратора фазы, предназначенного для поверки (градуировки) электронных фазметров. Анализируются погрешности разработанного калибратора фазы.*

Комплекс вопросов, касающихся измерений сдвига фаз двух напряжений, чрезвычайно обширен. Свидетельством этого являются многочисленные теоретические, экспериментальные и конструкторские работы, нашедшие свое отражение в технической литературе [1—4] и в номенклатуре выпускаемых и разрабатываемых фазоизмерительных устройств. Ознакомление с этими работами показывает, что вопросы градуировки и поверки фазометров при частотах звукового диапазона наиболее рационально решаются применением для этих целей образцовых мер фазового сдвига — калибраторов фазы, представляющих устройства, точно задающие углы сдвига фаз между выходными напряжениями в пределах от 0 до 360°.

При частотах менее 1000 гц для воспроизведения сдвига фаз двух напряжений перспективны калибраторы фазы без фазоизмерительных устройств, базирующиеся на применении делителей частоты. Для исследования возможностей метода воспроизведения сдвига фаз, в основу которого принято положение, что при преобразовании частоты путем ее деления фаза напряжения на выходе делителя частоты уменьшается пропорционально коэффициенту деления, был разработан во ВНИИМ макет образцового калибратора фазы на частоты 20, 50 и 1000 гц. Структурная схема его показана на рис. 1.

Рассмотрим работу калибратора при частоте выходных сигналов 1000 гц. Напряжение частотой 72 кгц от кварцевого генератора КГ поступает к делителю частоты ДЧ-1 с коэффициентом деления  $n = 2$ . С выхода ДЧ-1 напряжение синусоидальной формы частотой 36 кгц прикладывается к фазовращателю Ф-1 через катодный повторитель КП-1. Сдвинутые по фазе на 90° напряжения с фазовращателя Ф-1 через переключатель П<sub>1</sub>, который замкнут в положение 1—1, поступают на фазоинверсные каскады Ф-4 и Ф-5. Напряжения с выходов фазоинверсных каскадов, сдвинутые по фазе на углы 0, 90, 180 и 270°, подаются на соответствующие отводы кругового реостата фазовращателя Ф (0—360°).

С движка кругового реостата напряжение с «переменной фазой» поступает на усилитель У-2, преобразуется в формирующем каскаде ФК-2

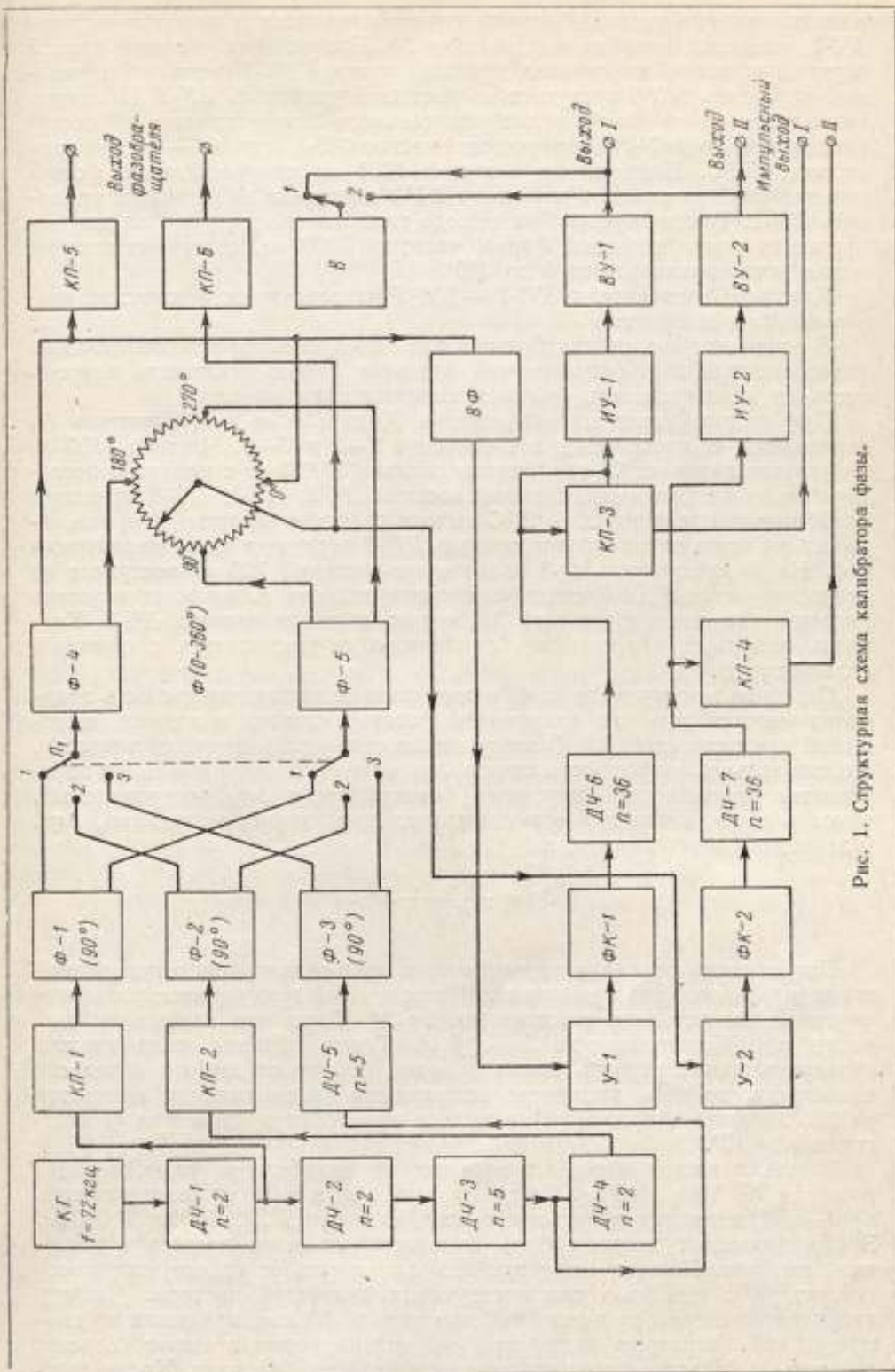


Рис. 1. Структурная схема калибратора фазы.

в импульсы прямоугольной формы, которые подаются на делитель частоты ДЧ-7, имеющий коэффициент деления 36. Напряжение частотой первой гармоники выходного сигнала делителя частоты ДЧ-7 через избирательный усилитель ИУ-2 поступает на выходной усилитель ВУ-2. Напряжение с «постоянной фазой» от вспомогательного фазовращателя ВФ поступает на усилитель У-1, формирующий каскад ФК-1, и далее — на делитель частоты ДЧ-6. Напряжение частотой 1000 гц синусоидальной формы с выхода избирательного усилителя ИУ-1 поступает на выходной усилитель ВУ-1. Таким образом, на выходе калибратора получаются два напряжения синусоидальной формы частотой 1000 гц, сдвиг фаз которых может устанавливаться от 0 до 360°.

Катодные повторители КП-1 — КП-6 используются в качестве развязывающих каскадов.

В одном из каналов калибратора фазы предусмотрен вспомогательный фазовращатель ВФ, регулировкой которого можно исключить погрешность от неидентичности фазовых характеристик каналов.

При частоте выходных напряжений 50 или 20 гц переключатель П<sub>1</sub> переводится соответственно в положение 2—2 и 3—3. Частота 1800 гц получается делением 20 раз частоты сигнала 36 000 гц с помощью последовательно включенных делителей частоты ДЧ-2, ДЧ-3, ДЧ-4, имеющих коэффициенты деления 2, 5, 2. С выхода делителя частоты ДЧ-4 это напряжение через катодный повторитель КП-2 поступает на фазовращатель Ф-2. На фазовращатель Ф-3 напряжение частотой 720 гц поступает от делителя частоты ДЧ-5 с коэффициентом деления 5, на вход которого подается напряжение частотой 3,6 кгц от делителя частоты ДЧ-3. Контроль выходных напряжений калибратора осуществляется с помощью вольтметра В.

Одним из преимуществ калибратора фазы является возможность получения высокой точности приращений фазовых сдвигов выходных напряжений при использовании фазовращателя сравнительно низкой точности. Действительно, погрешность сдвига фаз выходных напряжений  $\Delta\varphi$  определяется погрешностью кругового фазовращателя  $\Delta\varphi_{\phi}$ , погрешностью, обусловленной неидентичностью фазовых характеристик каналов,  $\Delta\varphi_0$ , и значением коэффициента  $n$

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi_{\phi}}{n} + \Delta\varphi_0.$$

Погрешность от неидентичности каналов исключается регулировкой дополнительного фазовращателя. Погрешность градуированного фазовращателя может быть снижена до (2÷3)°. Тогда при выбранном значении  $n = 36$  погрешность  $\Delta\varphi < 0,1^\circ$ . Таким образом, если движок фазовращателя повернуть точно на один оборот от любого исходного положения, то фаза выходного напряжения фазовращателя изменится на 360°, а фаза напряжения на выходе калибратора изменится соответственно на 10°.

Значения частот выходных напряжений калибратора фазы выбраны равными 20, 50 и 1000 гц. Следовательно, при  $n = 36$  на фазовращатель Ф (0—360°) должны подаваться напряжения частотой 720, 1800 и 36 000 гц. Эти напряжения должны быть высокостабильны по частоте и устойчивы по фазе. Поэтому их рационально получать от одного кварцевого генератора с помощью соответствующих делителей частоты. Частоту кварцевого генератора можно выбрать равной 36 кгц, принимая во внимание, что кварцевые резонаторы на низкие частоты имеют большие габариты и большие температурные коэффициенты частоты. Кроме того,



при преобразовании частоты предпочтение следует отдать делителям, а не умножителям частоты.

В макете прибора исходной является частота кварцевого генератора 72 кГц. Все остальные частоты получаются, как показано на рис. 1. Конструктивно кварцевый генератор с делителями частоты, так же как и остальные основные узлы калибратора фазы, выполнен в виде отдельного блока.

Для повышения стабильности частоты генератора кварц помещен в термостат, температура в котором поддерживается около 60° С. Колебания температуры в термостате  $\pm 0,5^\circ$  С.

Делители частоты выполнены на мультивибраторах, собранных на лампах типа 6НЗП. Выбор минимально возможных коэффициентов де-

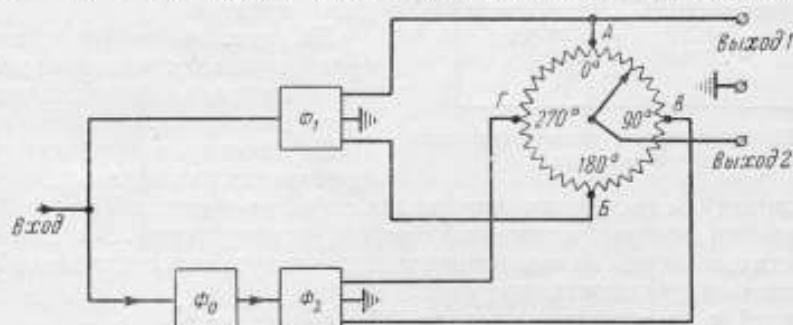


Рис. 2. Принципиальная схема фазовращателя.

ления, а также стабилизация мультивибраторов колебательными контурами в сеточных цепях обеспечивают стабильную работу всей схемы в целом.

Основными требованиями, предъявляемыми к фазовращателю, являются малые погрешности установки фазовых сдвигов и постоянство амплитуды выходного напряжения. В работе [5] рассмотрен круговой фазовращатель с применением одного из возможных способов уменьшения колебаний амплитуды выходного напряжения. В дальнейшем оказалось, что можно найти более простые решения, одновременно повысив точность установки фазовых сдвигов выходных напряжений фазовращателя.

На рис. 2 показана схема кругового фазовращателя. Напряжения в точках А, В, В и Г кругового реостата, сдвинутые по фазе на углы 0, 90, 180 и 270°, получаются с помощью вспомогательного фазовращателя  $\Phi_0$ , обеспечивающего сдвиг фаз в 90°, и фазоинверсных каскадов  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ .

При равномерной намотке проволоки на каркасе кругового реостата сдвиг фаз напряжений на выходе фазовращателя связан с углом поворота движка нелинейной зависимостью

$$\varphi = \arctg \frac{l_0 - l}{l} = \arctg \frac{1 - a}{a},$$

где  $l_0$  — длина части реостата между точками А и В;

$l$  — длина части реостата между точкой В и движком;

$$a = l/l_0.$$

Принимая во внимание, что угол поворота движка  $\alpha = (1 - a) 90^\circ$ , отклонение получаемых фазовых углов  $\Delta\varphi$  от угла поворота движка  $\alpha$  может быть вычислено для одного квадранта по следующей формуле:

$$\Delta\varphi = \left[ \arctg \frac{a}{90^\circ - a} \right] - \alpha.$$

Максимального значения  $\pm 4^\circ$  это отклонение достигает при углах поворота движка, кратных  $(2m + 1) \cdot 22,5^\circ$ , где  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Это отклонение может быть уменьшено с помощью «выравнивающих» сопротивлений [6]. На рис. 3 показана упрощенная схема одного квадранта кругового реостата с выравнивающими сопротивлениями  $R_A$ .

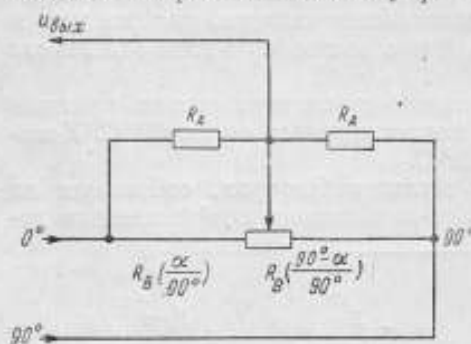


Рис. 3. Принципиальная схема квадранта кругового реостата.

Основными недостатками фазовращателей с выравнивающими сопротивлениями и корректирующими реостатами являются сложность их изготовления, а также громоздкость конструкции.

Более простым способом повышение точности установки фазовых сдвигов и снижение изменений амплитуды выходного напряжения фазовращателя могут быть достигнуты питанием кругового реостата либо от многофазного источника переменного напряжения [7], либо от кругового делителя напряжения [8].

Принципиальная схема фазовращателя, использованного в калибраторе фазы, показана на рис. 5. В точках  $a, b, c, d$  кругового делителя напряжения амплитуды выходных напряжений отличаются на 30% от напряжений в точках  $0, 90, 180$  и  $270^\circ$ . Для выравнивания напряжений к отводам  $0, 90, 180$  и  $270^\circ$  кругового реостата подключены выравнивающие сопротивления  $R_1 - R_4$ .

Найдем зависимость погрешности установки фазы выходного напряжения от угла поворота движка.

При анализе эквивалентной схемы кругового фазовращателя [7] без кругового делителя напряжения (рис. 6) получено следующее выражение для соотношения выходного и входного напряжений фазовращателя:

$$\frac{U_2}{U_1} = a + \frac{E_2}{E_1} (1 - a). \quad (1)$$

При выборе значения  $R_A = 2R_B$  ( $R_B$  — сопротивление квадранта) отклонение фазовых углов  $\Delta\varphi$  от угла поворота движка  $\alpha$  в пределах от  $0$  до  $45^\circ$  может не превышать десятых и даже сотых долей градуса.

На рис. 4 показана полная принципиальная схема кругового фазовращателя с выравнивающими сопротивлениями.

В некоторых точных фазовращателях для исключения колебаний амплитуды выходного напряжения применяют дополнительный корректирующий реостат, связанный с основным реостатом. В этом случае колебания амплитуды выходного напряжения могут быть снижены до 0,1%.

В некоторых точных фазовращателях для исключения колебаний амплитуды выходного напряжения применяют дополнительный корректирующий реостат, связанный с основным реостатом. В этом случае колебания амплитуды выходного напряжения могут быть снижены до 0,1%.

В некоторых точных фазовращателях для исключения колебаний амплитуды выходного напряжения применяют дополнительный корректирующий реостат, связанный с основным реостатом. В этом случае колебания амплитуды выходного напряжения могут быть снижены до 0,1%.

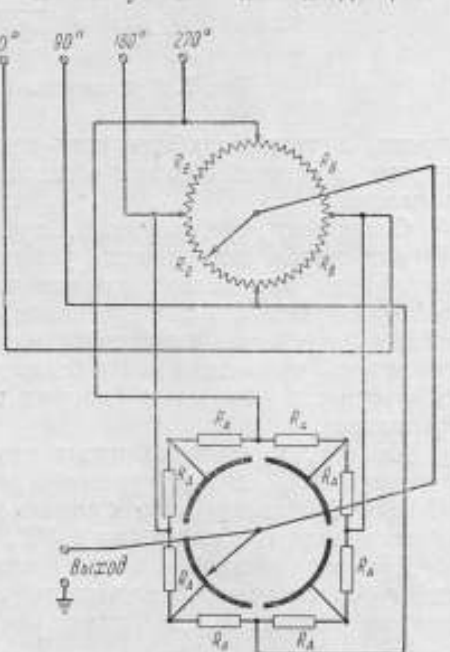


Рис. 4. Принципиальная схема фазовращателя с выравнивающими сопротивлениями.

Допустим, что э. д. с. генераторов эквивалентной схемы  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$  (рис. 6) равны и сдвинуты по фазе на угол  $45^\circ$ , тогда

$$\dot{E}_1 = E_1 e^{j\omega t}; \quad \dot{E}_2 = E_1 e^{j(\omega t + \pi/4)}$$

или

$$\frac{E_2}{E_1} = e^{j\pi/4} = \cos 45^\circ + j \sin 45^\circ = 0,707 + j0,707. \quad (2)$$

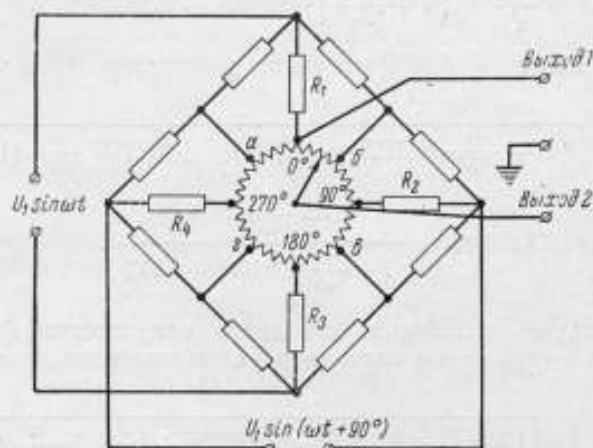


Рис. 5. Принципиальная схема фазовращателя с круговым делителем напряжения.

Подставляя выражение (2) в уравнение (1), имеем

$$\frac{U_2}{U_1} = a + (1-a) \cdot (0,707 + j0,707)$$

или иначе

$$\frac{U_2}{U_1} = 0,707 + 0,293a + j[0,707(1-a)],$$

откуда отношение амплитуд выходного и входного напряжений

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{[0,707 + 0,293a]^2 + [0,707(1-a)]^2}. \quad (3)$$

Принимая во внимание, что угол поворота движка  $\alpha = (1-a) 45^\circ$ , получим

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{[1 - 0,293(\alpha/45^\circ)]^2 + [0,707(\alpha/45^\circ)]^2}. \quad (4)$$

Расчет по формуле (4) показывает, что колебания напряжения на выходе фазовращателя не превышают 8%.

Угол сдвига фаз между выходным и входным напряжением фазовращателя

$$\varphi_1 = \arctg \frac{0,707(\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293(\alpha/45^\circ)}. \quad (5)$$

Отклонение от линейности фазового сдвига между напряжениями выхода и входа фазовращателя при повороте движка в пределах от 0 до  $45^\circ$  может быть вычислено по формуле

$$\Delta\varphi_1 = \left[ \arctg \frac{0,707(\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293(\alpha/45^\circ)} \right] - \alpha.$$

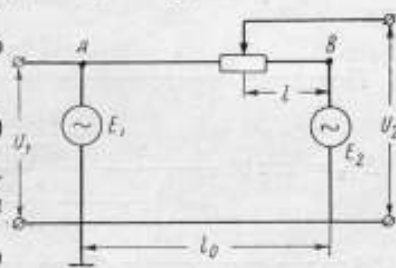


Рис. 6. Эквивалентная схема фазовращателя без кругового делителя напряжения.

Это отклонение достигает максимального значения  $27'$  при углах, кратных  $(2m + 1) \cdot 11^\circ 15'$ .

При неравенстве напряжений

$$\dot{E}_1 = E_1 e^{j\omega t}; \quad \dot{E}_2 = (E_1 + \Delta E_1) e^{j(\omega t + \pi/4)}$$

имеем

$$\frac{\dot{E}_2}{\dot{E}_1} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) \cdot (\cos 45^\circ + j \sin 45^\circ). \quad (6)$$

Обозначая  $\Delta E_1/E_1 = \delta$  и подставляя выражение (6) в уравнение (1), получаем

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\left[1 + \frac{\alpha}{45^\circ} (0,707\delta - 0,293)\right]^2 + \left[0,707 \frac{\alpha}{45^\circ} (1 + \delta)\right]^2};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{0,707 \frac{\alpha}{45^\circ} (1 + \delta)}{1 + \frac{\alpha}{45^\circ} (0,707\delta - 0,293)}.$$

Дополнительные колебания выходного напряжения фазовращателя от неравенства напряжений связаны с углом поворота ползунка уравнением

$$\Delta\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = \sqrt{\left[1 + \frac{\alpha}{45^\circ} (0,707\delta - 0,293)\right]^2 + \left[0,707 \frac{\alpha}{45^\circ} (1 + \delta)\right]^2} - \\ - \sqrt{\left[1 - 0,293 (\alpha/45^\circ)\right]^2 + \left[0,707 (\alpha/45^\circ)\right]^2}.$$

При  $\delta = 0,03$  колебания амплитуды выходного напряжения фазовращателя не превышают 2,8%.

Погрешность в установке фазового сдвига от неравенства напряжений

$$\Delta\varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_1,$$

откуда

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi_2$$

или

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} (\varphi_1 + \Delta\varphi_2).$$

Пользуясь тригонометрическим преобразованием, получаем

$$\Delta\varphi_2 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\frac{0,707 (\alpha/45^\circ) (1 + \delta)}{1 + (\alpha/45^\circ) \cdot (0,707\delta - 0,293)} - \frac{0,707 (\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293 (\alpha/45^\circ)}}{1 + \left[ \frac{0,707 (\alpha/45^\circ) (1 + \delta)}{1 + (\alpha/45^\circ) \cdot (0,707\delta - 0,293)} \right] \cdot \left[ \frac{0,707 (\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293 (\alpha/45^\circ)} \right]}. \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что погрешность установки сдвига фаз непостоянна и зависит от положения ползунка. Она достигает максимального значения при углах, кратных  $(2m + 1) \cdot 22,5^\circ$ . Если принять, что  $\delta = 0,03$ , получим  $\Delta\varphi_{2 \max} \approx 27'$ .

Неточность фазового сдвига между напряжениями в точках отвода кругового делителя напряжения будет приводить к погрешности установки сдвига фаз выходных напряжений фазовращателя. Найдем эту погрешность.

Если напряжения, поступающие к точкам 0 и  $45^\circ$ , сдвинуты по фазе не точно на  $45^\circ$ , а, допустим, на  $45^\circ + \gamma$ , то

$$\dot{E}_1 = E_1 e^{j\omega t},$$

$$\dot{E}_2 = E_1 e^{j(\omega t + \pi/4 + \gamma)}$$

и

$$\frac{\dot{E}_2}{\dot{E}_1} = e^{j(\pi/4+\gamma)} = \cos(45^\circ + \gamma) - j \sin(45^\circ + \gamma). \quad (8)$$

Подставляя выражение (8) в уравнение (1), имеем

$$\frac{U_2}{U_1} = a + (1-a) [0,707(\cos \gamma - \sin \gamma) - j0,707(\cos \gamma + \sin \gamma)],$$

$$\text{откуда } \frac{U_2}{U_1} = \sqrt{[1 - \alpha/45^\circ + 0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma - \sin \gamma)]^2 + [0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma + \sin \gamma)]^2} \quad (9)$$

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma + \sin \gamma)}{1 - \alpha/45^\circ + 0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma - \sin \gamma)}. \quad (10)$$

Дополнительные колебания выходного напряжения фазовращателя от неточности установки напряжений по фазе

$$\Delta \left( \frac{U_2}{U_1} \right) = \sqrt{[1 - \alpha/45^\circ + 0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma - \sin \gamma)]^2 + [0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma + \sin \gamma)]^2} - \sqrt{[1 - 0,293(\alpha/45^\circ)]^2 + [0,707(\alpha/45^\circ)]^2}.$$

При  $\gamma = 1^\circ$  колебания амплитуды выходного напряжения фазовращателя не превышают 0,5%.

Погрешность в установке фазового угла от неточности установки напряжений по фазе

$$\Delta \varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_1.$$

откуда

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \Delta \varphi_2$$

или

$$\text{tg } \varphi_2 = \text{tg}(\varphi_1 + \Delta \varphi_2).$$

Пользуясь тригонометрическим преобразованием, получаем следующее выражение:

$$\Delta \varphi_2 = \text{arc tg} \frac{\frac{0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma + \sin \gamma)}{1 - \alpha/45^\circ + 0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma - \sin \gamma)} - \frac{0,707(\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293(\alpha/45^\circ)}}{1 + \left[ \frac{0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma + \sin \gamma)}{1 - \alpha/45^\circ + 0,707(\alpha/45^\circ)(\cos \gamma - \sin \gamma)} \right] \cdot \left[ \frac{0,707(\alpha/45^\circ)}{1 - 0,293(\alpha/45^\circ)} \right]}.$$

Анализ этого выражения показывает, что погрешность установки фазы от угла поворота  $\alpha$  достигает максимума при углах, кратных  $(2m+1) \cdot 45^\circ$ . Если значение  $\gamma$  принять равным  $1^\circ$ , то  $\Delta \varphi_{2 \max} \approx 58'$ .

Погрешности установки фазовых сдвигов напряжений фазовращателя  $\Delta \varphi_1$ ,  $\Delta \varphi_2$  и  $\Delta \varphi_3$  систематические, поэтому суммарная погрешность, обусловленная влиянием рассмотренных факторов, может быть вычислена по формуле

$$\Delta \varphi_c = \Delta \varphi_1 + \Delta \varphi_2 + \Delta \varphi_3.$$

Максимальное значение этой погрешности при  $\delta = 0,03$  и  $\gamma = 1^\circ$  равно  $58'$ .

Экспериментальное определение точности фазовращателя показало, что максимальные значения погрешностей при частотах 720, 1800 и 36 000 гц колеблются от 2 до  $3,1^\circ$ . Некоторые расхождения теоретических и экспериментальных результатов могут быть объяснены, во-первых,

недостаточно высокой точностью применявшегося фазометра (типа ЭФ-1) и, во-вторых, не учтенными паразитными емкостями между «вершинами» фазосдвигающих мостов и шасси блока фазовращателя. Оценка точности фазовращателя, проведенная косвенным способом — по колебаниям амплитуды выходного напряжения, показала, что погрешность фазовращателя не превышает  $\pm 3^\circ$ .

При наличии в калибраторе фазы двух трактов и необходимости деления частот трех исходных сигналов необходимо иметь шесть каналов деления частоты. Поэтому в ходе разработки прибора оказалось целесообразным применить диапазонные делители частоты, позволяющие принципиально решить вопрос построения калибраторов фазы звукового диапазона частот.

В качестве диапазонных делителей частоты были использованы пересчетные цепи (электронные счетчики импульсов).

Так как диапазон частот входных напряжений делителей частоты калибратора фазы от 0,72 до 36 кГц, то особых требований к разрешающей способности этих делителей не предъявляется.

При распределении коэффициента деления  $n = 36$  следующим образом: 2; 3; 3; 2 выходные каскады делителей представляют собой симметричные триггеры. Поэтому напряжения, поступающие в блоки выходных усилителей, имеют прямоугольную форму (меандр). Все ячейки делителей собраны на лампах типа 6НЗП.

Для надежной работы делителей и упрощения их наладки триоды в каждой ячейке отбирали таким образом, чтобы отклонения анодного тока и крутизны не превышали  $\pm 10\%$ . Анодные и катодные сопротивления отличались от номинала не более чем на  $\pm 2\%$ , сопротивления в сеточных цепях — на  $\pm 1\%$ , конденсаторы прямой и обратной связей между ячейками — на  $\pm 5\%$ .

Для уменьшения разброса запуска делителей в каждом канале между формирующим каскадом и первой ступенью делителей включен диодный ключ. В схеме делителей предусмотрены цепи сброса, с помощью которых лампы делителей приводятся в исходное состояние (левые половины ламп заперты, правые — отперты). Управление сбросом и запуском объединено, причем запуск осуществляется с некоторой задержкой во времени.

На каждый выходной усилитель (ВУ-1 и ВУ-2 на рис. 1) от соответствующего делителя частоты поступает сигнал прямоугольной формы. В связи с тем, что для проверки электронных фазометров и, в частности, фазометра типа ЭФ-1 коэффициент нелинейных искажений напряжений не должен превышать 2%, усилители должны иметь избирательные устройства, обеспечивающие выделение первых гармоник частотой 20, 50 и 1000 Гц. В литературе [9, 10] при этих частотах рекомендуется применять в качестве избирательных устройств усилители с обратной связью через двойной Т-образный мост.

Рассмотрим возможность применения такого рода усилителей. Если учесть, что частота напряжения питающей сети около 50 Гц, то не исключена возможность попадания паразитных сигналов во входные цепи избирательных усилителей.

Допустим, что на входную цепь усилителя поступает напряжение полезного сигнала

$$u_1 = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (11)$$

и напряжение с частотой питающей сети

$$u_2 = A_2 \sin \omega_2 t, \quad (12)$$

где  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\varphi$  — амплитуды, частоты и фазовый угол этих напряжений.

Разностная частота напряжений

$$\omega_p = \omega_2 - \omega_1.$$

Подставляя значения  $\omega_2$  в уравнения (11) и (12), получим

$$u_1 = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi);$$

$$u_2 = A_2 \sin(\omega_1 + \omega_p) t.$$

или

$$u_1 = A_1 \sin \omega_1 t \cos \varphi + A_2 \cos \omega_1 t \sin \varphi,$$

$$u_2 = A_2 \sin \omega_1 t \cos \omega_p t + A_2 \cos \omega_1 t \sin \omega_p t.$$

Суммарное напряжение

$$u_1 + u_2 = \sin \omega_1 t (A_1 \cos \varphi + A_2 \cos \omega_p t) + \cos \omega_1 t (A_1 \sin \varphi + A_2 \sin \omega_p t).$$

Положим, что

$$\left. \begin{aligned} A_1 \cos \varphi + A_2 \cos \omega_p t &= A_3 \cos \psi; \\ A_1 \sin \varphi + A_2 \sin \omega_p t &= A_3 \sin \psi. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где  $A_3$  — величина той же размерности, что  $A_1$  и  $A_2$ ;

$\psi$  — фазовый угол.

Из уравнения (13) найдем

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{A_1 \sin \varphi + A_2 \sin \omega_p t}{A_1 \cos \varphi + A_2 \cos \omega_p t}. \quad (14)$$

Из формулы (14) видно, что фазовый угол суммарного напряжения меняется во времени с разностной частотой.

Обозначая  $A_2/A_1 = K$ ,  $\omega_p t = a$  и полагая, что  $\varphi = 0$ , получим следующее выражение:

$$\psi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{K \sin a}{1 + K \cos a}. \quad (15)$$

На рис. 7 показано вычисленное по формуле (15) изменение фазового угла суммарного напряжения за один период разностной частоты для значений  $K$  от 0,005 до 0,1.

Наводка на входе избирательного усилителя может составлять 5—10% от полезного сигнала. В этом случае фаза напряжения на выходе усилителя изменяется за период разностной частоты примерно на 5°.

При экспериментальной проверке неустойчивости фазы выходного напряжения избирательного усилителя по многократным фигурам Лиссажу получены аналогичные результаты.

Лучшие результаты могут быть получены с помощью пассивных  $RC$ -фильтров нижних частот, так как в спектре выходного сигнала делителей частоты отсутствует постоянная составляющая и четные гармоники. Экспериментальные исследования показали, что для снижения коэффициента нелинейных искажений на выходе усилителей до 1,5—1,8% достаточно применить пяти- и шестизвенные  $RC$ -фильтры.

Следует заметить, что применение пересчетных цепей в сочетании с  $RC$ -фильтрами позволяет принципиально решить вопрос построения двухканальных и одноканальных калибраторов фазы независимо от системы индикатора.

В калибраторе фазы оба выходных усилителя выполнены по так называемой ультралинейной схеме [11] с охватом обратной связью вторичных обмоток выходных трансформаторов. Выходы усилителей нагружены на переменные сопротивления по 1000 ом, регулировкой которых обеспечивается изменение выходных напряжений 0,5÷50 в.

Экспериментальное исследование цепей регулировки выходных напряжений усилителей с помощью фазометра типа D-729-A (Англия) показало, что при перепадах напряжений 1:40 фазовая погрешность делителей напряжения не превышает сотых долей градуса, т. е. ею практически можно пренебречь.

Оценка суммарной погрешности калибратора фазы производилась методом, изложенным в работе [5]. Выходные напряжения поочередно подавали на вход горизонтально-отклоняющего канала осциллографического индикатора; на вертикально-отклоняющий канал поступали напряжения частотой, в 36 раз большей частоты выходных напряжений прибора. Таким образом, представлялось возможным измерять приращения фазовых сдвигов выходных напряжений калибратора через  $5^\circ$  в пределах  $0 \div 360^\circ$ . Результаты этих

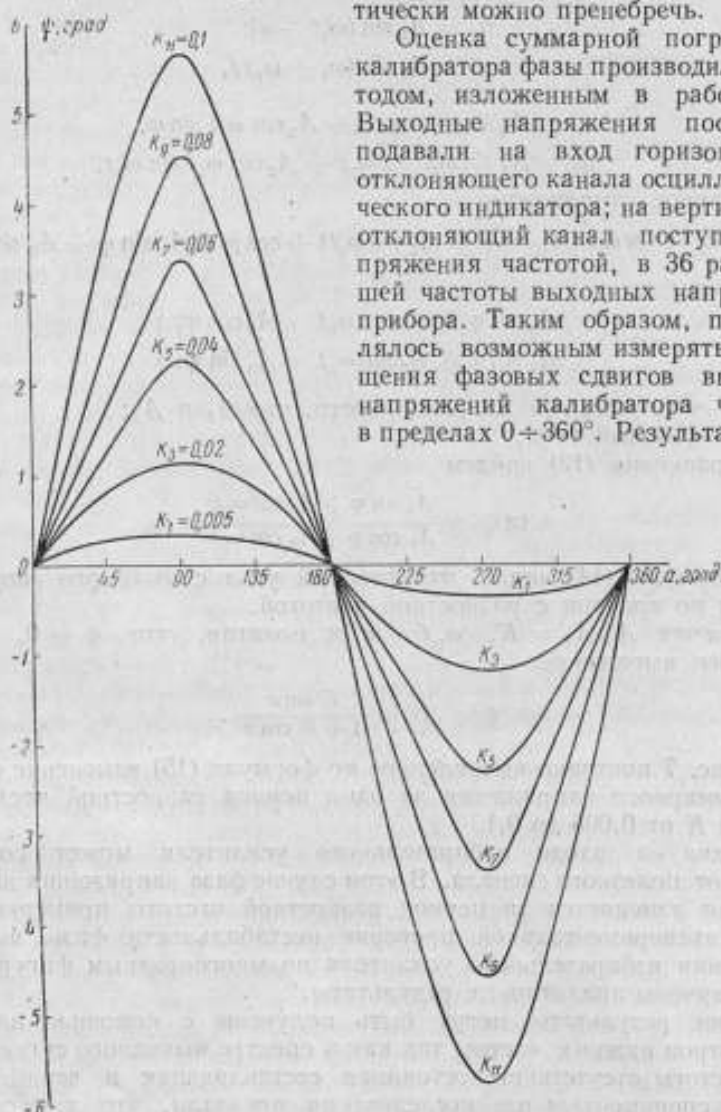


Рис. 7. Изменение фазы суммарного напряжения за один период разностной частоты.

опытов показали, что погрешность дискретных приращений фазовых сдвигов выходных напряжений калибратора не превышает  $0,1^\circ$ .

При составлении структурной и принципиальной схем калибратора фазы и проработке различных конструктивных вариантов блоков и прибора в целом выяснилось, что наиболее рациональной является блочная система компоновки прибора по следующим соображениям:

а) прибор включает в себя идентичные ламповые устройства, которые конструктивно могут быть оформлены в виде одинаковых блоков;





Рис. 8. Внешний вид блоков калибратора фазы со стороны передней панели.

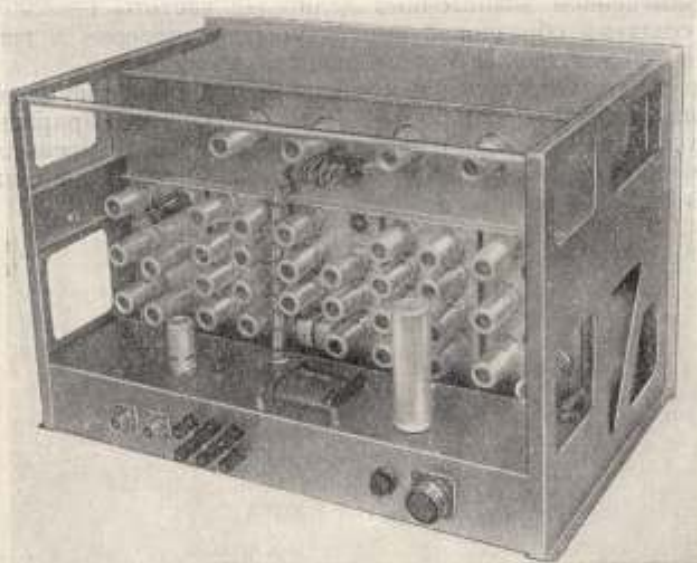


Рис. 9. Внешний вид каркаса с блоками с задней стороны.

б) прибор представляет двухканальную систему, при этом каналы не отличаются существенно друг от друга;

в) наладка прибора наиболее просто может быть произведена блочно, что рационально при сравнительно большом количестве электронных ламп — около 40 (без источника питания);

г) источник питания прибора целесообразно выполнить в виде отдельного от прибора блока с целью улучшения теплового режима прибора и снижения наводок.

На рис. 8 показана компоновка блоков калибратора фазы. В верхней части каркаса находится фазовращатель. Шкалы и органы управления поворотом движка фазовращателя расположены в правой части блока. Слева от шкал находится рукоятка вспомогательного фазовращателя. Кварцевый генератор с делителями частоты размещен в средней части каркаса. С левой и правой стороны блока кварцевого генератора расположены делители частоты. По обеим сторонам блоков делителей частоты находятся выходные усилители. Рукоятки регулировки уровней выходных напряжений усилителей расположены на передних стенках блоков, а оси переключателей — внутри блоков.

На рис. 9 показан внешний вид каркаса с блоками с задней стороны. В нижней части расположен блок соединительных разъемов. На задней стенке этого блока находятся гнезда для контроля работы фазовращателя и зажим для соединения прибора с источником питания.

### Выводы

1. Разработанный принцип построения двухканальных калибраторов фазы с применением диапазонных делителей частоты позволил решить вопрос о создании образцовой аппаратуры для поверки и градуировки электронных фазометров звукового диапазона частот.

2. Разработан, изготовлен и исследован макет двухканального калибратора фазы на частоты 20, 50 и 1000 *гц*. Погрешность приращений угла сдвига фаз двух напряжений в диапазоне от 0 до 360° не превышает  $\pm 0,1^\circ$  при коэффициенте нелинейных искажений выходных напряжений не более 1,5÷1,8%.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Looney J. M., The Generation of Precisely Known Phase Relationships, Proc. NEC, v. 9, 1952, p. 775.
2. Wintle, Precision Calibrator for L. F. Phase Meter, «Wireless Engineers», v. 28, 1951, p. 197.
3. Колтик Е. Д., Получение заданного угла сдвига фаз между напряжениями методом биений, «Измерительная техника», № 6, 1961.
4. Park J. and Cones H., Phase Angle Master Standard for 400 Cycles per Second, Journal of research of the National Bureau of Standards-Engineering and Instrumentation, v. 64C, № 3, 1960, p. 44.

5. Вейсбрут А. Д., Колтик Е. Д., Метод использования фигур Лиссажу для получения сдвинутых по фазе напряжений, Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.
6. P h i l l G., Phase Generator has Resistive Shifter, «Electronics», v. 30, № 11, 1957, p. 175
7. Асеев Б. П., Фазовые соотношения в радиотехнике, Связьиздат, изд. 3-е, 1959.
8. Лейбман М. Е., Импульсная техника, Оборонгиз, 1960.
9. Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, изд. 4-е, 1956.
10. Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат УССР, 1957.
11. Цыкин Г. С., Электронные усилители, Связьиздат, 1960.

Поступила в редакцию

23/IV 1962 г.

А. З. ВЕКСЛЕР, Н. Г. СЕМЕНКО

Свердловский филиал ВНИИМ

### УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИНТЕГРИРОВАНИЯ МАЛЫХ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

*В статье приводится описание и теоретический анализ погрешностей устройства для интегрирования малых напряжений постоянного тока. Основным назначением интегрирующего устройства является поверка счетчиков вольт- и ампер-часов, применяемых в цепях большого постоянного тока.*

В настоящее время на предприятиях цветной металлургии и химической промышленности, потребляющих большой постоянный ток, качество технологических процессов косвенно оценивается количеством вольт- и ампер-часов, затрачиваемым на единицу выпускаемой продукции. Для этой цели широко применяются соответствующие счетчики. Большое значение указанных величин для контроля качества технологических процессов и сравнительно невысокая надежность существующих рабочих счетчиков приводят к необходимости поверки этих приборов на местах эксплуатации не реже одного раза в месяц. В настоящее время эта поверка на предприятиях осуществляется методом вольтметра (амперметра) и секундомера. Неудобство этого метода состоит в том, что во время поверки ток и напряжение значительно изменяются по величине. Это не позволяет получить точных отсчетов и не дает уверенности в правильности выполненной поверки.

Существует другой способ поверки счетчиков, основанный на применении интегрирующих устройств, однако необходимые для этой цели образцовые приборы имеют невысокую точность [1], в ряде случаев их пределы измерения ограничиваются сравнительно большими напряжениями — порядка десятков вольт [2].

Известны также интегрирующие устройства типа двигатель-тахогенератор, которые содержат вращающиеся элементы, во многом ограничивающие точность интегрирования [3].

Ниже приводится описание интегрирующего устройства, пригодного для поверочных целей и не имеющего перечисленных выше недостатков. Интегратор можно использовать и как счетчик ампер-часов и как счетчик вольт-часов. На вход прибора поступает и интегрируется постоянное напряжение 120—600 мв. При измерении вольт-часов высокое напряжение подается на вход прибора через делитель напряжения, а при измерении ампер-часов используется измерительный трансформатор постоянного тока, во вторичную цепь которого включено через выпрямитель

небольшое сопротивление (около 0,06 ом). Напряжение, снимаемое с этого сопротивления, подается на вход прибора через фильтр, сглаживающий пульсации тока во вторичной обмотке трансформатора.

Погрешность интегрирующего устройства в диапазоне нагрузок 20÷100% от номинальной не превышает  $\pm 0,2\%$ .

Основным элементом прибора является конденсаторный интегратор, принцип действия которого нетрудно уяснить из рис. 1.

При замыкании контактов 1 и 2 поляризованного реле *РП* конденсатор  $C_0$  заряжается до опорного напряжения  $U_0$ , контролируемого по нормальному элементу.

После переброса якоря реле 2 в положение 3 конденсатор разряжается на сопротивление  $R_0$ .

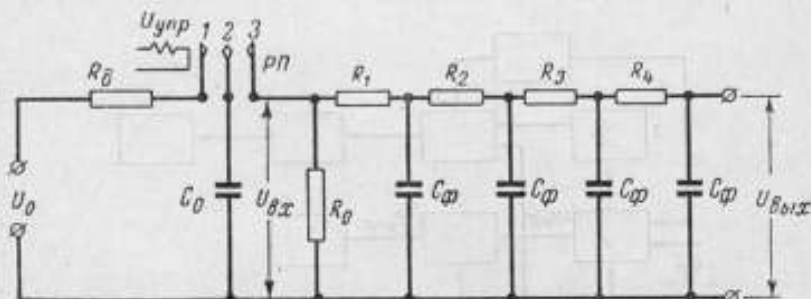


Рис. 1. Принципиальная схема конденсаторного интегратора.

*РП* — поляризованное реле;  $C_0$  — входной конденсатор;  $R_0$  — входное сопротивление;  $R_0$  — балластное сопротивление;  $R_1 + R_4$ ,  $C_Ф$  — сопротивления и конденсаторы фильтра.

Очевидно, что при частоте переключений  $f$  среднее значение  $U_{вх. ср}$  напряжения  $U_{вх}$  на сопротивлении  $R_0$  будет равно

$$U_{вх. ср} = U_0 f C_0 R_0. \quad (1)$$

Частота переменного тока, питающего обмотку реле *РП*, подбирается таким образом, чтобы с достаточной степенью точности выполнялось равенство

$$U_x = U_{вх. ср}. \quad (2)$$

где  $U_x$  — интегрируемое напряжение.

Если частота  $f$  достаточно велика по сравнению с частотой изменений напряжения  $U_x$ , то искомый интеграл может быть найден из соотношения

$$\int_0^t u_x dt = U_0 C_0 R_0 n, \quad (3)$$

где  $u_x$  — значение интегрируемого напряжения в данный момент времени,  $n$  — число периодов переменного тока за время  $t$ .

Изложенные соображения были положены в основу прибора, блок-схема которого приведена на рис. 2. Устройство, работающее по такой схеме, представляет собой систему автоматического регулирования, выходное напряжение которой  $U_{вых}$ , пропорциональное частоте переключений конденсатора, сравнивается с измеряемым  $U_x$  и отличается от него на незначительную величину разбаланса. Система работает так, что разбаланс не бывает равным нулю. Как известно, такое регулирование называется статическим; наличие разбаланса вносит систематическую погрешность, погрешность «статизма», которая может быть достаточно малой.

Рассмотрим работу устройства в предположении, что система находилась в равновесном состоянии, а затем измеряемое напряжение увеличилось. Состоянию «равновесия» соответствует некоторая определенная разность выходного  $U_{вых}$  и измеряемого  $U_x$  напряжений. Увеличение измеряемого напряжения приводит к возрастанию указанной разности, которая, будучи предварительно преобразована в блоке сравнения 2 в переменное напряжение, поступает на вход усилителя 3 с большим коэффициентом усиления. Переменное напряжение на выходе усилителя выпрямляется фазочувствительным детектором 5. Выпрямленное напряжение используется для изменения частоты генератора 6, от которого через фильтр низких частот 8 питается обмотка возбуждения поляризованного реле  $P\Pi$ , переключающего конденсатор  $C_0$  (рис. 1).

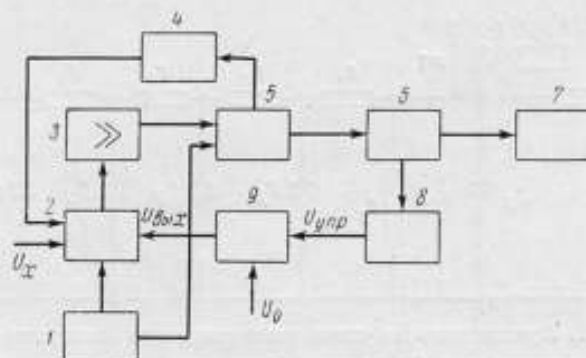


Рис. 2. Блок-схема интегрирующего устройства.

1 — вспомогательный генератор; 2 — блок сравнения; 3 — усилитель; 4 — цепь стабилизирующей обратной связи; 5 — фазочувствительный детектор; 6 — генератор переменной частоты; 7 — пересчетная схема и счетчик импульсов; 8 — фильтр низких частот; 9 — конденсаторный интегратор.

Увеличение разбаланса, таким образом, вызывает увеличение частоты переключений конденсатора и, следовательно, выходного напряжения системы. При этом, очевидно, разбаланс уменьшается, а новый уровень выходного напряжения отличается от измеряемого на величину, необходимую для поддержания такой частоты генератора, при которой обеспечивается этот уровень. Очевидно, что аналогично система будет работать при любых колебаниях измеряемого напряжения.

Если погрешность «статизма» мала, то формула (1) справедлива и для  $u_x$ .

Следовательно, определение величины  $\int_0^t u_x dt$  сводится к счету числа периодов переменного тока, питающего обмотку возбуждения поляризованного реле за промежуток времени от 0 до  $t$ . Эта операция выполняется с помощью счетного устройства 7, состоящего из бинарной пересчетной схемы и регистрирующего счетчика импульсов.

Как следует из приведенного описания, качество работы прибора определяется главным образом точностью конденсаторного интегратора, так как погрешность «статизма» может быть заранее учтена или сделана пренебрежимо малой.

Погрешности, которые может внести в работу устройства поляризованное реле, возникнут только в том случае, когда не обеспечивается полная зарядка или разрядка конденсатора. Это накладывает определенные требования на качество работы реле: продолжительность замыкания

контактов должна быть достаточна для полной зарядки и разрядки конденсатора. Разумеется, в этом случае двойные перебросы подвижного контакта недопустимы, так как это приведет к накоплению на конденсаторе дополнительного заряда.

Как показала практика, поляризованные реле типа РП-4 после предварительной регулировки вполне удовлетворяют этим требованиям в течение продолжительного времени. Характер процесса регулирования определяется свойствами функциональных узлов системы. Наличие в схеме инерционных звеньев (фильтров) приводит к тому, что выходное напряжение устанавливается не мгновенно. Вообще процесс регулирования может быть аperiodическим или колебательным. Наиболее благоприятным в данном случае является режим, близкий к критическому, или в худшем случае — режим быстро затухающих колебаний.

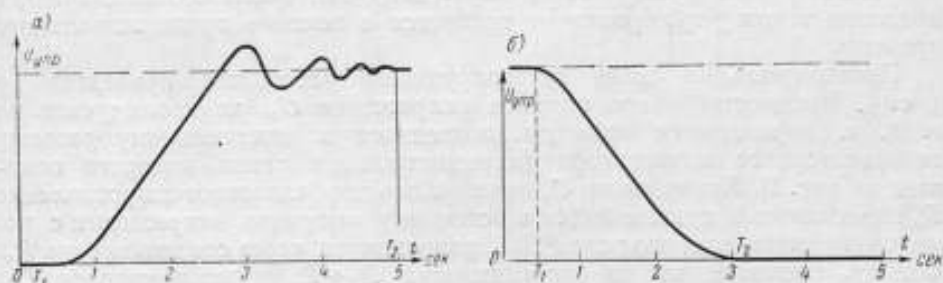


Рис. 3. Зависимость управляющего напряжения генератора переменной частоты от времени.

а — включение и б — выключение номинального напряжения.

Если звенья структурной схемы соединить так, как показано на рис. 2, но при этом исключить звено 4, то такая система будет работать крайне неустойчиво в режиме незатухающих колебаний с большим периодом. Звено 4 играет роль демпфирующего элемента и представляет собой дифференцирующую отрицательную обратную связь в усилителе постоянного тока. Система с демпфирующим звеном в цепи обратной связи работает в режиме быстро затухающих колебаний, что можно считать удовлетворительным. На рис. 3 показаны осциллограммы переходных процессов, снятые с помощью осциллографа с длительным послесвечением. При осциллографировании определялась зависимость управляющего напряжения  $U_{упр}$  генератора переменной частоты от времени. Эта зависимость наиболее достоверно характеризует работу системы. Изменение частоты генератора следует за изменением управляющего напряжения практически мгновенно.

Из осциллограммы на рис. 3а видно, что при ступенчатом изменении входного напряжения от нуля до номинального значения, отмеченного прерывистой линией, время ( $T_2 - T_1$ ), в течение которого система приходит в новое равновесное состояние, не превышает 5 сек. При этом для управления работой всех звеньев системы использовался усиленный сигнал разбаланса. Чем меньший разбаланс напряжений требуется для этого управления, тем точнее будет работать вся система при тех же характеристиках остальных звеньев. Нетрудно видеть, что для этого коэффициент усиления усилителя должен быть как можно большим.

Чтобы можно было пренебречь погрешностью «статизма» системы, напряжение разбаланса не должно превышать десятков микровольт при значениях измеряемого напряжения 120—600 мв. Этим требованиям

лучше всего удовлетворяет усилитель переменного тока с прерывателем на входе и синхронным детектором на выходе. Последний обеспечивает чувствительность усилителя к полярности напряжения разбаланса. Для снижения фона и упрощения схемы в первые каскады усилителя вводится избирательная отрицательная обратная связь. Несмотря на то, что коэффициент усиления в этих условиях зависит от частоты, опыт эксплуатации прибора показал, что изменения рабочей частоты в течение продолжительного времени незначительны, и эта зависимость не снижает точности измерения. Для питания обмоток возбуждения входного прерывателя и фазочувствительного выпрямителя используется предназначенный специально для этой цели генератор 1 (рис. 2), настроенный на резонансную частоту усилителя. Частоту генератора можно регулировать в небольших пределах, чем достигается одновременно и подстройка фаз напряжений усилителя и генератора. Впрочем, после соответствующей подгонки такая регулировка не требуется в течение продолжительного времени.

Принципиальная схема интегрирующего устройства приведена на рис. 4. Высокостабильное опорное напряжение  $U_0$ , контролируемое по э. д. с. нормального элемента, подводится к штепсельному разъему конденсаторного интегратора (принципиальная схема которого показана на рис. 1). Конденсатор  $C_0$  через небольшое балластное сопротивление  $R_0$  периодически подключается к источнику опорного напряжения с помощью поляризованного реле  $PP$  и разряжается через сопротивление  $R_0$ . Фильтр, составленный из сопротивлений  $R_1 + R_4$  и конденсаторов  $C_0$ , сглаживает экспоненциальные импульсы разряда емкости конденсатора  $C_0$ . Как будет показано ниже, средние значения напряжения на входе и выходе такого фильтра одинаковы.

Разность между напряжением на выходе фильтра  $U_{\text{вых}}$  и измеряемым напряжением  $U_x$  преобразуется (в блоке сравнения 2 на рис. 2) в переменный ток поляризованным реле  $P_1$ , обмотка возбуждения которого питается от генератора (блок 1 на рис. 2); в генераторе применена лампа  $L_0$  типа 6Н1П.

Переменное напряжение усиливается вначале узкополосным усилителем (лампы  $L_1$  и  $L_2$  типа 6Н2П) с отрицательной обратной связью, выполненной в виде двойного Т-образного моста (сопротивления  $R_{10} + R_{13}$ , конденсаторы  $C_9 + C_{13}$ ) и настроенной на частоту  $f = 340$  гц. Усиленное таким образом напряжение подается на трехкаскадный реостатный усилитель (лампы  $L_3 + L_4$  типа 6Н5П и 6П1П), а затем выпрямляется синхронным фазочувствительным детектором (блок 5 на рис. 2), роль которого выполняет поляризованное реле  $P_2$ . Коэффициент усиления по переменному напряжению усилителя (блок 3 на рис. 2) составляет около  $7 \cdot 10^6$ . Уровень собственных шумов входного реле  $P_1$  не превышает 5—7 мкв.

После фильтрации напряжение, выпрямленное синхронным детектором, поступает на усилитель мощности (с лампой  $L_5$  типа 6П3С), питающий полупроводниковый генератор переменной частоты (блок 6 на рис. 2). Цепь генератора состоит из двух полупроводниковых триодов  $T_1$  и  $T_2$  типа ПЗВ и трансформатора с магнитопроводом из ленточного пермаллоя марки 79НМА. Особенностью такого генератора является линейная зависимость между частотой и приложенным напряжением. Поэтому увеличение разбаланса ведет к возрастанию частоты генератора. Генератор (рис. 5) представляет собой один из видов полупроводниковых преобразователей напряжения, достаточно подробно описанных в литературе [4].



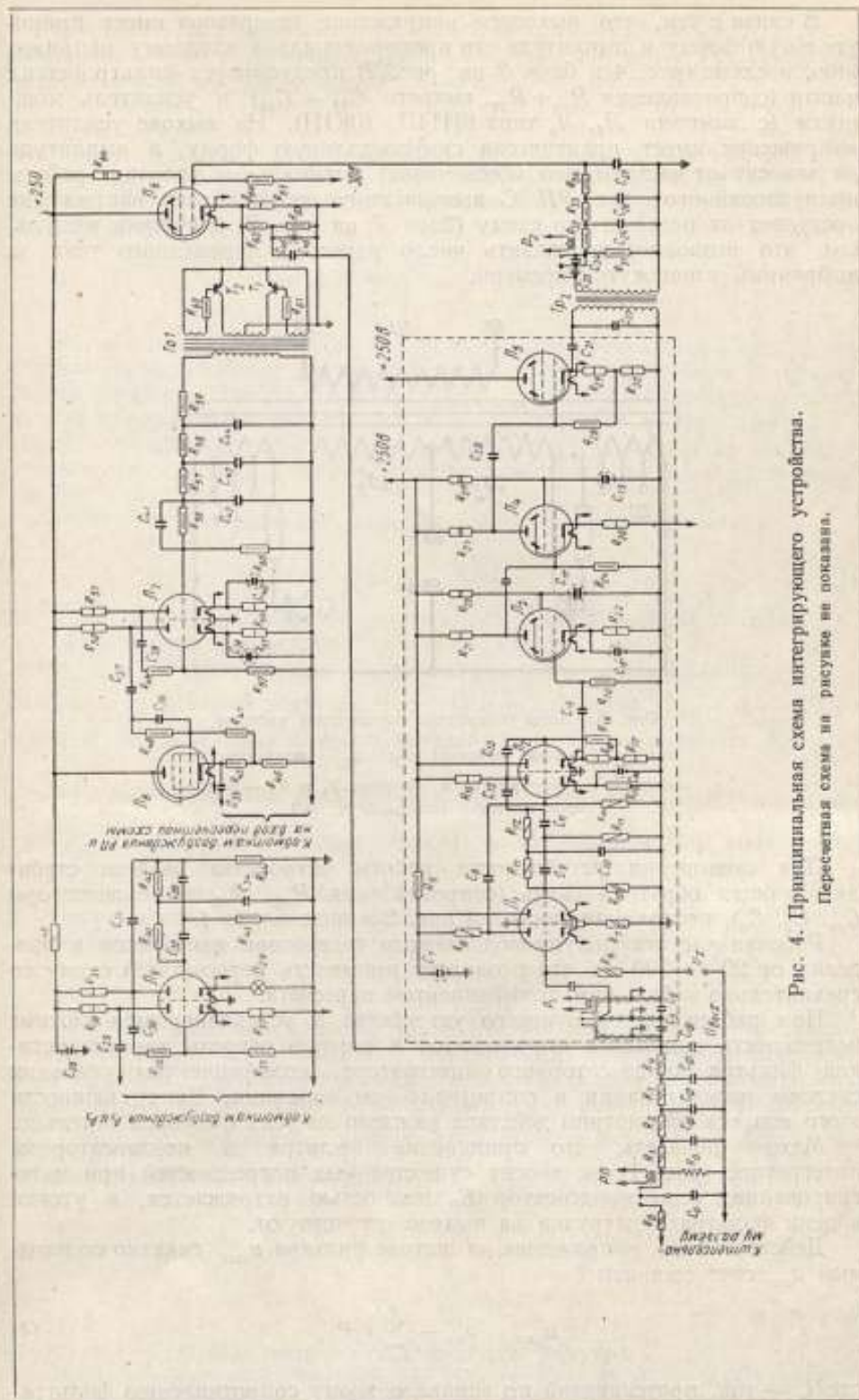


Рис. 4. Принципиальная схема интегрирующего устройства.  
Пересчетная схема на рисунке не показана.

В связи с тем, что выходное напряжение генератора имеет прямоугольную форму и амплитуда его пропорциональна входному напряжению, в схеме (рис. 4 и блок 8 на рис. 2) предусмотрен фильтр низких частот (сопротивления  $R_{35} \div R_{59}$ , емкости  $C_{41} \div C_{44}$ ) и усилитель мощности (с лампами  $L_7, L_8$  типа 6Н14П, 6Ж1П). На выходе усилителя напряжение имеет практически синусоидальную форму, а амплитуда не зависит от частоты, что обеспечивает оптимальные условия работы поляризованного реле РП. С выхода этого же усилителя напряжение поступает на пересчетную схему (блок 7 на рис. 2) и счетчик импульсов, что позволяет определить число периодов переменного тока за выбранный промежуток времени.

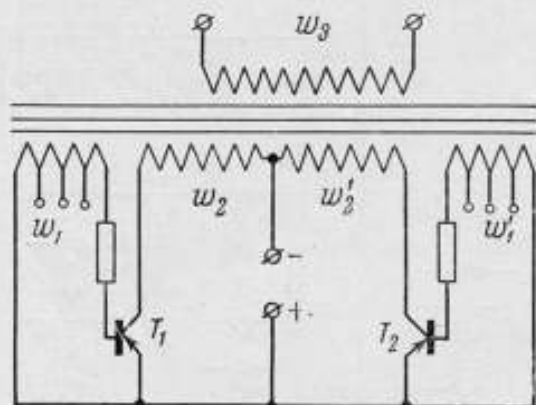


Рис. 5. Схема генератора переменной частоты.

$w_1, w_1'$  — базовые обмотки;  $w_2, w_2'$  — коллекторные обмотки;  $w_3$  — нагрузочная обмотка;  $T_1$  и  $T_2$  — полупроводниковые триоды типа ПЗВ.

Для повышения устойчивости работы устройства введена стабилизирующая обратная связь (сопротивления  $R_{62}, R_{63}$  и конденсаторы  $C_{45}, C_5, C_6$ ), показанная также на рис. 2 в виде блока 4.

Рабочая частота полупроводникового генератора изменяется в пределах от 20 до 200 гц, что позволяет применить пересчетную схему со сравнительно небольшим коэффициентом пересчета.

При работе интегрирующего устройства в установившемся режиме погрешность измерения определяется в первую очередь характеристикой фильтра конденсаторного интегратора, коэффициентом усиления системы регулирования и сопротивлением изоляции. Ввиду важности этого вопроса рассмотрим действие каждого из этих факторов отдельно.

Можно показать, что применение фильтра в конденсаторном интеграторе (рис. 1) не вносит существенных погрешностей при интегрировании, если конденсатор  $C_0$  полностью разряжается, а утечки в цепи фильтра и нагрузка на выходе отсутствуют.

Действительно, напряжение на выходе фильтра  $u_{\text{вых}}$  связано со входным  $u_{\text{вх}}$  соотношением

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} - \sum_{k=1}^4 i_k R_k, \quad (4)$$

где  $i_k$  — ток, протекающий по эквивалентному сопротивлению фильтра.

При отсутствии нагрузки на выходе в стационарном режиме среднее значение тока  $i_k$  за период равно нулю, так как иначе конденсаторы фильтра все время заряжались бы или разряжались, т. е.

$$\int_0^T i_k dt = 0. \quad (5)$$

Поэтому среднее значение напряжения на выходе фильтра будет определяться формулой

$$U_{\text{max. ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вх}} dt = C_0 R_0 U_0 f. \quad (6)$$

Выражение (6) справедливо при условии, что конденсатор  $C_0$  во время переключений успевает зарядиться до полного напряжения и разрядиться до нуля. Однако, поскольку цепь разрядки конденсатора имеет вполне определенную постоянную времени, начиная с некоторого значения частоты управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$  конденсатор не будет успевать разряжаться до нуля и при отключении на нем будет остаточный заряд.

Учитывая, что разрядка конденсатора происходит по закону

$$Q = Q_0 e^{-\frac{t}{R_0 C_0}}, \quad (7)$$

где  $Q$  — заряд конденсатора через время  $t$  после начала разряда;

$Q_0$  — заряд конденсатора в начале разряда,

нетрудно вычислить относительную погрешность от недоразряда конденсатора и предельное значение частоты переключений  $f_{\text{max}} = \frac{1}{T_{\text{min}}}$ , при которой эта погрешность будет меньше допустимого значения  $\delta_1$ .

$$\delta_1 = \frac{Q}{Q_0} = e^{-T_{\text{min}}/2R_0 C_0}, \quad (8)$$

где  $T_{\text{min}}/2$  — время, в течение которого может разряжаться конденсатор в интеграторе;

$R_0 C_0$  — постоянная времени цепи разряда.

Погрешность от неполноты разряда конденсатора не превысит 0,03%, если выполняется неравенство

$$\frac{T_{\text{min}}}{2R_0 C_0} > 8. \quad (9)$$

Во время работы устройства на выходе фильтра устанавливается напряжение  $U_{\text{вых}}$ , часть которого, определяемая отношением сопротивлений  $R_0$  и  $R_k$ , приложена к конденсатору  $C_0$ . В силу этого конденсатор разряжается не до нуля, а до напряжения, равного приблизительно  $u_{\text{вых}} \frac{R_0}{R_k}$ , что приводит к появлению дополнительной погрешности  $\delta_2$ , определяемой выражением

$$\delta_2 = \frac{C_0 R_0^2 f}{R_k}. \quad (10)$$

Здесь

$$R_k = \sum_{i=1}^4 R_i,$$

где  $i$  — порядковый номер сопротивления фильтра.

Если выполняется соотношение (9), то при  $R_0/R_k = 0,002$  погрешность  $\delta_2 < 0,015\%$ .

Из-за ограниченной величины сопротивления изоляции  $r_n$  между неподвижными контактами реле возникает дополнительная цепь тока, состоящая из сопротивлений  $r_n$  и  $R_0$ . Ток утечки  $i_{yt}$  при этом определяется в основном значением сопротивления изоляции  $r_n$ :

$$i_{yt} = \frac{U_0}{r_n}, \quad (11)$$

а дополнительная погрешность, возникающая в результате дополнительного падения напряжения от тока утечки на сопротивлении  $R_0$ , может быть выражена формулой

$$\delta_2 = \frac{1}{r_n C_0 f}; \quad (12)$$

при  $f = 20$  гц;  $C_0 = 1$  мкф;  $r_n = 1000$  Ом;  $\delta_2 = 0,005\%$ .

Аналогично влияют и утечки на выходе фильтра, так как на активном сопротивлении фильтра  $R_k$  при этом теряется часть выходного напряжения. Обусловленная этим погрешность  $\delta_4$  может быть определена по формуле

$$\delta_4 = \frac{R_k}{r_n}, \quad (13)$$

где  $r_n$  — эквивалентное сопротивление нагрузки на выходе фильтра.

Следует отметить, что наличие разбаланса напряжений эквивалентно нагрузке на фильтр, что должно быть учтено при определении значения  $r_n$ .

Так, если напряжение на входе усилителя составляет 100 мкв при внутреннем сопротивлении его 30 ком, то погрешность, обусловленная нагрузкой для  $R_k = 150$  ком, согласно формуле [13], составит 0,15%. При этом напряжению разбаланса 100 мкв соответствует значение  $U_x = 0,3$  в. Заметим, что эта погрешность остается практически неизменной во всем диапазоне значений измеряемого напряжения и может быть учтена при градуировке прибора. Ее нетрудно снизить в несколько раз путем увеличения коэффициента усиления системы.

Погрешность «статизма» [3] определяется как отношение разности  $u_x - u_{вых}$  к измеряемому напряжению. Она может быть найдена из формулы

$$\delta_5 = \frac{1}{Kam}, \quad (14)$$

где  $K$  — коэффициент усиления системы;

$$a = U_0 R_0 C_0;$$

$m$  — крутизна преобразования генератора  $b$  (рис. 2), т. е. отношение приращения частоты к приращению управляющего напряжения.

Для рассматриваемого образца прибора погрешность  $\delta_5$  не превышала 0,05%.

Наконец, фактором, вносящим погрешности в результат измерения, является неточность определения значений измерительных элементов:  $C_0$ ,  $R_0$  и опорного напряжения  $U_0$ . Эти погрешности равны:  $\delta_{C_0} \approx 0,03\%$ ;  $\delta_{R_0} \approx 0,005\%$ ;  $\delta_{U_0} \approx 0,05\%$ .

Из приведенных выше данных видно, что погрешности  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ ,  $\delta_{C_0}$ ,  $\delta_{R_0}$  и  $\delta_{U_0}$  не зависят от режима работы устройства и могут быть заранее учтены при градуировке прибора.

Погрешности  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  и  $\delta_3$  определяют требования, которыми необходимо руководствоваться при выборе параметров фильтра, рабочего диапазона частот и параметров измерительных элементов  $R_0$  и  $C_0$ . К переключающему реле при этом предъявляются требования устойчивости работы во всем рабочем диапазоне частот.

Этим требованиям отвечают реле, собственная резонансная частота которых значительно выше максимальной рабочей. Реле должно быть отрегулировано так, чтобы отсутствовало дребезжание или двойные перебросы, при которых подвижный контакт кратковременно соединяется с противоположным неподвижным, и конденсатор  $C_0$  получает дополнительный заряд.

Погрешность, вызванная током утечки между контактами поляризованного реле, пренебрежимо мала, так как сопротивление изоляции составляет несколько тысяч мегом. При правильном выборе пределов измерения и параметров схемы максимальное значение погрешности  $\delta_1$  не превышает 0,03% при номинальном значении напряжения  $U_x$ . При меньших значениях  $U_x$  эта погрешность уменьшается.

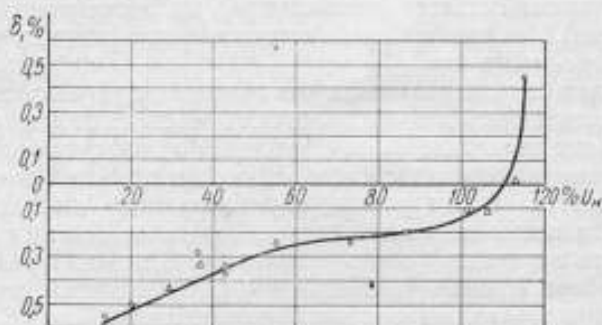


Рис. 6. Кривая зависимости погрешностей счетчика от нагрузки.

Экспериментальное определение погрешностей устройства производилось путем сравнения результатов, полученных по показаниям счетчика, с действительным значением измеряемой величины.

Интегрируемое напряжение измерялось потенциометром, подсоединенным непосредственно к входным зажимам счетчика. Интервал времени, в течение которого производилось измерение, отсчитывался по секундомеру с погрешностью не более  $\pm 0,05\%$ .

Относительная погрешность счетчика определялась по формуле

$$\delta = \frac{NC - U_{cp}t}{U_{cp}t}, \quad (15)$$

где  $N$  — показание счетчика;

$C$  — постоянная прибора;

$U_{cp}$  — среднее значение измеряемого напряжения за соответствующий интервал времени;

$t$  — промежуток времени, в течение которого производилось измерение.

На основании этих результатов построена кривая, характеризующая зависимость погрешности прибора  $\delta$  от нагрузки (рис. 6). При этом получена хорошая повторяемость результатов: максимальное расхождение данных, соответствующих одной и той же нагрузке, не превышает в рабочем диапазоне 0,04%, что не превышает погрешности метода испытаний. Из приведенной характеристики нетрудно видеть, что кривая зависимости погрешности счетчика от нагрузки сдвинута относительно оси абсцисс приблизительно на 0,2—0,3%. Происхождение этой погрешности обусловлено тем, что измерительный фильтр во время работы нагружается

и это приводит к потере напряжения на его активном сопротивлении, так и другими факторами (погрешности  $\delta_u$ ,  $\delta_s$ ,  $\delta_{U_s}$ ,  $\delta_C$  и  $\delta_R$ , см. выше). Погрешность счетчика от нагрузки очень мало изменяется со временем и может быть учтена при градуировке прибора.

Как видно из кривой на рис. 6, максимальное изменение погрешности в диапазоне от 20 до 100% от номинального напряжения  $U_n$  составляет 0,4%. Подробное изучение причин такого изменения привело к выводу, что основную роль здесь играет эффект поляризации конденсаторов  $C_s$  измерительного фильтра (рис. 4). Она может быть снижена в несколько раз, если бумажные конденсаторы в цепи фильтра заменить слюдяными, у которых остаточная поляризация значительно меньше. Если учесть при градуировке постоянное смещение нагрузочной кривой, которое, как показал опыт эксплуатации, остается неизменным, то погрешность устройства не превысит  $\pm 0,2\%$  при изменении измеряемого напряжения от 20% до номинального значения.

Прибор может быть использован для деления двух напряжений (делимое при этом может быть меньше делителя). Частное от деления при этом получается в виде интеграла за определенный промежуток времени. Если интервал времени измерения сделать строго фиксированным, то устройство превращается в цифровой милливольтметр постоянного тока класса 0,2. При таком изменении схемы частное от деления напряжений можно получить в виде цифрового результата. Для расширения пределов измерения прибора, кроме применения входных делителей, можно использовать изменение величины опорного напряжения.

Представляет, в частности, интерес использование возможности деления для определения соотношения нагрузки каких-либо объектов или даже для измерения процентного отношения нагрузок.

Перечисленные выше свойства прибора позволяют расширить область его применения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев А. Н., Счетно-решающие устройства, 1958.
2. Гудэ Ж., Промышленная электроника. Перевод с французского, Госэнергоиздат, 1960.
3. Дрейпер И. С., Маккей В., Лис С., Измерительные системы. Перевод с английского, Машгиз, 1960.
4. Малько Г. Б., Анализ работы генератора напряжения прямоугольной формы на полупроводниковых триодах, «Полупроводниковые приборы и их применение», сборник статей под редакцией Я. А. Федотова, изд. «Советское радио», 1960.

Поступила в редакцию  
21/II 1962 г.

А. М. ИЛЮКОВИЧ, М. И. ЛЕВИН  
ВНИИХ

### ТЕМПЕРАТУРНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ИНДУКЦИОННЫХ СЧЕТЧИКОВ

*В статье приведен анализ температурной погрешности индукционных счетчиков и даны простые и наглядные выражения этой погрешности, характеризующие ее зависимость от параметров измерительного механизма.*

В связи с проведением во ВНИИХ (в 1957—1959 гг.) научно-исследовательской работы по созданию однофазных и трехфазных образцовых счетчиков электрической энергии возник вопрос о температурной погрешности индукционного счетчика и о способах ее уменьшения. В статье изложены основные результаты проведенного исследования.

Температурная погрешность индукционного счетчика электрической энергии является одной из основных его характеристик. Изучению отдельных вопросов, связанных с этой погрешностью, посвящено большое число работ [1—8]. Математическое выражение температурной погрешности  $\gamma_t$  счетчика в зависимости от его параметров, однако, как будет показано при дальнейшем изложении, до настоящего времени не найдено. Это затрудняет расчет  $\gamma_t$  и не позволяет сформулировать требования, предъявляемые к измерительному механизму счетчика в целях уменьшения этой погрешности. Целесообразно подробно остановиться на этом вопросе с тем, чтобы определить зависимость  $\gamma_t$  от параметров счетчика.

Рассмотрим только «закономерные» изменения с температурой параметров измерительного механизма. Необратимые изменения в измерительном механизме под влиянием резких колебаний температуры не могут быть изучены аналитически и рассматриваться не будут. Не будет также рассматриваться работа счетчиков при очень низких температурах, когда возможны резкие нарушения ее вследствие загустевания смазочных масел в опорах подвижной части и счетном механизме [8]. Как известно [4, 6], изменение температуры окружающей среды оказывает на индукционный счетчик влияние двоякого рода. Во-первых, под влиянием колебаний температуры изменяется абсолютная величина магнитных потоков, создающих вращающие и тормозные моменты. В результате появляется погрешность, не зависящая от сдвига фаз между напряжением и током в сети, которую назовем амплитудой составляющей температурной погрешности и обозначим  $\gamma_{t1}$ . Экспериментально она определяется как погрешность счетчика при  $\cos \varphi = 1$ . Во-вторых, под влиянием колебаний температуры

изменяется сдвиг фаз между магнитными потоками последовательной и параллельной цепей, создающих основной вращающий момент. Возникающая в результате погрешность зависит от сдвига фаз между напряжением и током сети. Эту погрешность мы назовем фазовой составляющей температурной погрешности и обозначим  $Y_{t_1}$ .

Результирующая температурная погрешность  $Y_t$  индукционного счетчика равна

$$Y_t = Y_{t_1} + Y_{t_2}, \quad (1)$$

т. е. является суммой указанных выше составляющих.

Рассмотрим вначале температурную погрешность однофазного индукционного счетчика. Наиболее полно вопрос об амплитудной составляющей температурной погрешности проанализирован в работе [4], где показано, что эта составляющая может быть выражена уравнением

$$Y_{t_1} \approx \frac{(p_{II} p_{UI} - 1) - 2\delta_m \Delta t}{1 + 2\delta_m \Delta t}. \quad (2)$$

Здесь  $p_{II} = \frac{\Phi_{II}'}{\Phi_{II}}$  и  $p_{UI} = \frac{\Phi_{UI}'}{\Phi_{UI}}$  — коэффициенты, характеризующие изменение с температурой рабочего магнитного потока, последовательной цепи ( $\Phi_{II}$  — поток при нормальной и  $\Phi_{II}'$  — при измененной температуре) и параллельной цепи ( $\Phi_{UI}$  — поток при нормальной и  $\Phi_{UI}'$  — при измененной температуре);

$\delta_m$  — температурный коэффициент тормозного магнита;

$\Delta t$  — изменение температуры.

Учитывая, что абсолютное значение  $\delta_m$  лежит в пределах  $0,0002 \pm 0,0004^\circ \text{C}^{-1}$ , можно для интересующего нас сравнительно узкого диапазона изменения температуры ( $\Delta t = \pm 10^\circ \text{C}$ ) написать

$$Y_{t_1} \approx (p_{II} p_{UI} - 1) - 2\delta_m \Delta t. \quad (3)$$

Это уравнение показывает, что составляющая температурной погрешности, не зависящая от сдвига фаз в сети, возникает в основном вследствие изменения с температурой:

1) рабочих магнитных потоков последовательной и параллельной цепей;

2) магнитного потока тормозного магнита.

Зависимость от температуры сопротивления диска счетчика не оказывает прямого влияния на амплитудную составляющую температурной погрешности, так как она приводит к одновременному изменению вращающего и тормозного моментов. Коэффициент  $\delta_m$  зависит только от свойств материала магнита, а коэффициенты  $p_{II}$  и  $p_{UI}$  — от конструктивных параметров последовательной и параллельной цепей.

Для коэффициентов  $p_{II}$  и  $p_{UI}$  в работе [4] получены следующие выражения:

$$p_{II} = \frac{\cos [\arcsin (k_t \sin \alpha_I)]}{\cos \alpha_I} \quad (4)$$

и

$$p_{UI} = \frac{\cos [\arcsin (k_t \sin \alpha_U)]}{\cos \alpha_U}, \quad (5)$$

где  $k_t = 1 - \delta \Delta t$ .



При этом

$\delta$  — температурный коэффициент эквивалентного сопротивления потерь на пути рабочего потока последовательной цепи;

$\alpha_j$  — угол между током и рабочим магнитным потоком последовательной цепи (рис. 1);

$\alpha_U$  — угол между полным током  $I_U$  и рабочим магнитным потоком параллельной цепи.

Уравнения (4) и (5) сложны и с их помощью затруднительно установить наглядную связь между коэффициентами  $\rho_H$  и  $\rho_{Uj}$  и параметрами измерительного механизма счетчика. Желательно выразить эту связь в более простой форме. Кроме того, при выводе уравнения (5) принято, что

ток  $I_U$  в обмотке параллельной цепи не зависит от температуры, хотя в действительности параллельная цепь, в отличие от последовательной, работающей в режиме заданного тока, работает в режиме заданного напряжения. Не учтено также,

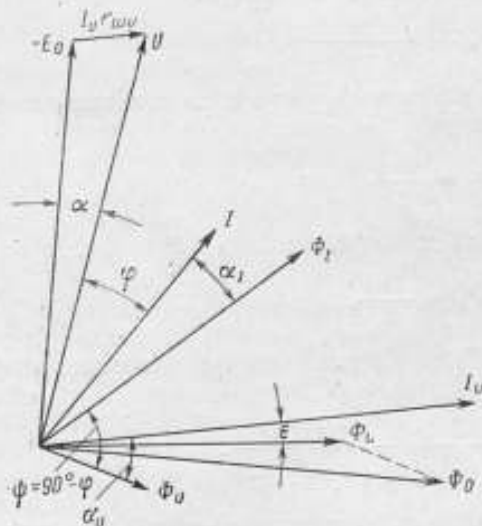


Рис. 1. Векторная диаграмма индукционного счетчика.

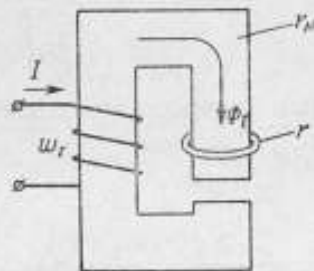


Рис. 2. Упрощенная схема последовательной цепи.

что в параллельной цепи имеется большой нерабочий поток, который оказывает влияние на температурную погрешность счетчика. Это допущение приводит к тому, что уравнение (5) не отражает действительной связи между коэффициентом  $\rho_{Uj}$  и параметрами параллельной цепи.

Из сказанного ясно, что уравнения (4) и (5) должны быть пересмотрены.

Обратимся вначале к последовательной цепи и определим коэффициент  $\rho_H$ . Для этого воспользуемся упрощенной схемой последовательной цепи (рис. 2). Согласно этой схеме все потери на пути потока  $\Phi$ , приняты сосредоточенными в короткозамкнутом витке с сопротивлением  $r$ , а вещественная часть комплексного магнитного сопротивления сердечника равной  $r_M$ , т. е. активные потери в сердечнике приняты равными нулю. Тогда полное комплексное магнитное сопротивление последовательной цепи представится в виде

$$Z_M = r_M + \frac{j\omega}{r}, \quad (6)$$

где  $\omega$  — круговая частота переменного тока.

$r_M$  представляет собой в основном магнитное сопротивление воздушного зазора на пути потока  $\Phi_j$ , поэтому, если пренебречь изменением зазора с температурой, то можно считать, что сопротивление  $r_M$  не зависит

от температуры. Зависимость сопротивления  $r$  от температуры может быть выражена уравнением

$$r = r_0(1 + \delta_r \Delta t), \quad (7)$$

где  $r_0$  — сопротивление короткозамкнутого витка при нормальной температуре;

$\delta_r$  — температурный коэффициент сопротивления  $r$ .

Так как более 90% всех потерь на пути потока  $\Phi_f$  сосредоточено в алюминиевом диске, то можно принять, что температурный коэффициент сопротивления равен температурному коэффициенту алюминия, т. е. что  $\delta_r \approx +0,004^\circ \text{C}^{-1}$ .

При температуре, отличающейся от нормальной на  $\Delta t$ , комплексное магнитное сопротивление последовательной цепи будет

$$Z'_m = r_m + \frac{j\omega}{r_0(1 + \delta_r \Delta t)}, \quad (8)$$

и тогда, учитывая, что рабочий магнитный поток последовательной цепи при нормальной температуре равен

$$\Phi_f = \frac{j\omega I_f}{Z_m}, \quad (9)$$

а при температуре, отличающейся от нормальной на  $\Delta t$ , он будет

$$\Phi'_f = \frac{j\omega I_f}{Z'_m}, \quad (10)$$

получим с учетом уравнений (7) и (8) комплексное значение коэффициента  $p_{ff}$  равным

$$p_{ff} = \frac{\Phi'_f}{\Phi_f} = \frac{Z_m}{Z'_m} = \frac{1 + j \operatorname{tg} \alpha_f}{1 + \frac{j \operatorname{tg} \alpha_f}{1 + \delta_r \Delta t}}. \quad (11)$$

При этом учтено, что значение угла  $\alpha_f$  между током и рабочим потоком последовательной цепи при нормальной температуре связано с параметрами  $r_0$  и  $r_m$  выражением

$$\operatorname{tg} \alpha_f = \frac{\omega}{r_0 r_m}. \quad (12)$$

Интересующий нас модуль коэффициента  $p_{ff}$  можно найти из уравнения (11) после преобразований как

$$p_{ff} \approx 1 + \delta_r \Delta t \operatorname{tg}^2 \alpha_f. \quad (13)$$

При этом учтено, что  $\delta_r \Delta t$  — малая по сравнению с единицей величина и что угол  $\alpha_f$  обычно не превышает  $10-15^\circ$ , т. е. что  $\operatorname{tg}^2 \alpha_f \ll 1$ .

Это уравнение дает простую и наглядную связь коэффициента  $p_{ff}$  с углом  $\alpha_f$  (рис. 1). Величина угла  $\alpha_f$  может быть найдена как расчетным, так и экспериментальным путем. Из уравнения (13) следует, что поток  $\Phi_f$  с повышением температуры ( $\Delta t$  положительно) увеличивается, а с понижением ее — уменьшается. Чем больше угол  $\alpha_f$ , тем больше изменение потока  $\Phi_f$  с температурой.

Обратимся теперь к параллельной цепи и определим абсолютное значение коэффициента  $p_{vt} = \frac{\Phi'_v}{\Phi_v}$ . Упрощенная схема параллельной цепи представлена на рис. 3. Как видно из рисунка, полный поток  $\Phi_0$  параллельной цепи разделяется на две составляющие: рабочий поток  $\Phi_v$  и нерабочий поток  $\Phi_L$ . По аналогии с тем, как это имело место для последовательной цепи, будем считать, что активные потери на пути потоков  $\Phi_v$

и  $\Phi_L$  сосредоточены в короткозамкнутых витках с сопротивлениями  $r_U$  и  $r_L$ . Температурные коэффициенты этих сопротивлений обозначим через  $\delta_U$  и  $\delta_L$  соответственно, полагая, что зависимость сопротивлений  $r_U$  и  $r_L$  от температуры выражается уравнением, аналогичным уравнению (7). Тогда, обозначая через  $r_{mU}$  и  $r_{mL}$  вещественные части комплексных магнитных сопротивлений  $Z_{mU}$  и  $Z_{mL}$ , получим для комплексных магнитных сопротивлений выражения:

$$Z_{mU} = r_{mU} + \frac{j\omega}{r_U} \quad (14)$$

и

$$Z_{mL} = r_{mL} + \frac{j\omega}{r_L} \quad (15)$$

Как и для последовательной цепи, примем, что сопротивления  $r_{mU}$  и  $r_{mL}$  не зависят от температуры.

Пользуясь схемой рис. 3, можем записать следующее выражение для рабочего потока параллельной цепи:

$$\Phi_U = \Phi_0 \frac{Z_{mL}}{Z_{mU} + Z_{mL}} \quad (16)$$

Для упрощения допустим, что активное сопротивление обмотки параллельной цепи  $r_{\omega U} = 0$ . В этом случае напряжение  $U$ , приложенное к обмотке параллельной цепи, будет равно по величине и противоположно по направлению э. д. с.  $E_0$ , наводимой в этой обмотке полным потоком  $\Phi_0$ :

$$U = -E_0 = j\omega \Phi_0 \quad (17)$$

Так как  $U = \text{const}$ , то полный поток параллельной цепи  $\Phi_0$  не зависит от температуры. Это допущение достаточно хорошо согласуется с действительностью — угол  $\alpha$  между  $U$  и  $-E_0$ , обусловленный падением напряжения  $I_U r_{\omega U}$ , составляет обычно не более 3—5° и его изменение с температурой не может сколько-нибудь заметно отразиться на величине э. д. с.  $E_0$ , а следовательно, и потока  $\Phi_0$ .

Для того чтобы найти изменение рабочего потока параллельной цепи  $\Phi_U$  при изменении (за счет изменения температуры) сопротивлений  $Z_{mU}$  и  $Z_{mL}$  и при постоянном потоке  $\Phi_0$ , воспользуемся выражением полного приращения, пренебрегая тем самым величинами второго порядка малости. Тогда из уравнения (16) получим

$$\begin{aligned} \Delta \Phi_U &= \Phi_0 \left[ \frac{\partial}{\partial Z_{mU}} \left( \frac{Z_{mL}}{Z_{mU} + Z_{mL}} \right) \Delta Z_{mU} + \frac{\partial}{\partial Z_{mL}} \left( \frac{Z_{mL}}{Z_{mU} + Z_{mL}} \right) \Delta Z_{mL} \right] = \\ &= \Phi_0 \left[ -\frac{Z_{mL}}{(Z_{mU} + Z_{mL})^2} \cdot \frac{\partial Z_{mU}}{\partial R_U} \Delta r_U + \frac{\frac{\partial Z_{mL}}{\partial r_L} (Z_{mU} + Z_{mL}) - \frac{\partial Z_{mL}}{\partial r_L} Z_{mL}}{(Z_{mU} + Z_{mL})^2} \Delta r_L \right] = \\ &= \Phi_0 \frac{Z_{mL}}{Z_{mU} + Z_{mL}} \left[ -\frac{\partial Z_{mU}}{\partial r_U} \cdot \frac{\Delta r_U}{Z_{mU} + Z_{mL}} + \frac{\partial Z_{mL}}{\partial r_L} \cdot \frac{Z_{mU}}{Z_{mL}} \cdot \frac{\Delta r_L}{Z_{mU} + Z_{mL}} \right] \quad (18) \end{aligned}$$

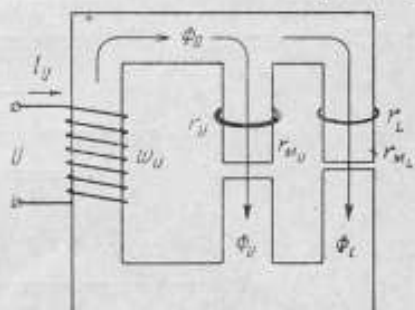


Рис. 3. Упрощенная схема параллельной цепи.

Учитывая уравнение (16) и находя из уравнений (14) и (15) значения частных производных  $\partial Z_{mU}/\partial r_U$  и  $\partial Z_{mL}/\partial r_L$ , получим

$$\frac{\Delta \Phi_U}{\Phi_U} = \frac{j\omega}{r_U} \cdot \frac{\Delta r_U}{r_U} - \frac{Z_{mU}}{Z_{mL}} \cdot \frac{j\omega}{r_L} \cdot \frac{\Delta r_L}{r_L}. \quad (19)$$

Нетрудно видеть, что

$$\frac{\Delta r_U}{r_U} = \delta_U \Delta t \quad (20)$$

и

$$\frac{\Delta r_L}{r_L} = \delta_L \Delta t. \quad (21)$$

Подставляя эти выражения и значения  $Z_{mU}$  и  $Z_{mL}$  из уравнений (14) и (15) в уравнение (19), после преобразований получим

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \Phi_U}{\Phi_U} &= \frac{\frac{j\omega}{r_{mU} r_U} \delta_U \Delta t}{1 + \frac{j\omega}{r_{mU} r_U} + \frac{r_{mL}}{r_{mU}} + \frac{r_{mL}}{r_{mU}} \cdot \frac{j\omega}{r_{mL} r_L}} \cdot \frac{r_{mU}}{r_{mL}} \times \\ &\times \frac{1 + \frac{j\omega}{r_{mU} r_U}}{1 + \frac{j\omega}{r_{mL} r_L}} \cdot \frac{\frac{j\omega}{r_{mL} r_L} \delta_L \Delta t}{\frac{r_{mU}}{r_{mL}} + \frac{j\omega}{r_{mU} r_U} \cdot \frac{r_{mU}}{r_{mL}} + 1 + \frac{j\omega}{r_{mL} r_L}}. \end{aligned} \quad (22)$$

Далее учтем, что

$$\operatorname{tg} \alpha_U = \frac{\omega}{R_{mU} R_U}, \quad (23)$$

и

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{\omega}{r_{mL} r_L}. \quad (24)$$

Здесь  $\alpha_U$  и  $\varepsilon$  — углы между полным током параллельной цепи  $I_U$  и потоками  $\Phi_U$  и  $\Phi_L$  соответственно (рис. 1).

Кроме того, обозначим

$$\frac{r_{mU}}{r_{mL}} = A_1, \quad (25)$$

тогда получим

$$\begin{aligned} \dot{p}_{Uz} = 1 + \frac{\Delta \Phi_U}{\Phi_U} &= 1 + \frac{jA_1 \operatorname{tg} \alpha_U \delta_U \Delta t}{A_1 (1 + j \operatorname{tg} \alpha_U) + 1 + j \operatorname{tg} \varepsilon} \cdot \frac{1 + j \operatorname{tg} \alpha_U}{1 + j \operatorname{tg} \varepsilon} \times \\ &\times \frac{jA_1 \operatorname{tg} \varepsilon \delta_L \Delta t}{A_1 (1 + j \operatorname{tg} \alpha_U) + 1 + j \operatorname{tg} \varepsilon}. \end{aligned} \quad (26)$$

Приведя выражение (26) к общему знаменателю и пренебрегая малыми величинами, получим

$$\dot{p}_{Uz} \approx \frac{(1 + A_1) + jA_1 \operatorname{tg} \alpha_U (1 + \delta_U \Delta t)}{(1 + A_1) + jA_1 \operatorname{tg} \alpha_U}. \quad (27)$$

Можно показать после ряда преобразований и допущений, что интересующий нас модуль выражения (27) будет

$$\dot{p}_{Uz} \approx 1 + \frac{A_1^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_U}{(1 + A_1)^2 + A_1^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_U} \delta_U \Delta t. \quad (28)$$

При переходе от полного уравнения (26) для  $p_{Uf}$  к упрощенному уравнению (28) был сделан ряд допущений. Целесообразно оценить порядок погрешности, вносимой этими допущениями.

Пусть имеем  $A_1 = 5$ ;  $\text{tg } \alpha_U = 0,5$ ;  $\text{tg } \varepsilon = 0,03$ ;  $\Delta t = 10^\circ \text{C}$ ;  $\delta_U = 0,004$ ;  $\delta_L = 0,002$  (приблизительно эти параметры имеет вращающийся элемент образцовых счетчиков серии ОС, разработанный во ВНИИК). Тогда модуль коэффициента  $p_{Uf}$ , найденный по полному уравнению (26), составит  $1 + 0,00610$ , а по уравнению (28) он будет равен  $1 + 0,00593$ . Таким образом, погрешность в определении модуля  $\Delta\Phi_U/\Phi_U$ , вносимая принятыми при переходе от уравнения (26) к уравнению (28) допущениями, отрицательна и составляет около 3%, что, конечно, вполне допустимо.

Вернемся к уравнению (28). В нем под  $A_1$  мы понимали отношение вещественных частей комплексных сопротивлений к рабочему и нерабочему потокам параллельной цепи (25). Эта величина близка к отношению нерабочего и рабочего потоков параллельной цепи. Действительно,

$$A = \frac{\Phi_L}{\Phi_U} = \frac{Z_{nU}}{Z_{nL}}, \quad (29)$$

и можно показать, что между абсолютными значениями  $A_1$  и  $A$  существует следующая связь:

$$A_1 = A \sqrt{\frac{1 + \text{tg}^2 \varepsilon}{1 + \text{tg}^2 \alpha_U}}. \quad (30)$$

Пусть, как и в рассмотренном выше случае,  $A_1 = 5$ ,  $\text{tg } \alpha_U = 0,5$ ,  $\text{tg } \varepsilon = 0,03$ . Тогда по уравнению (30) найдем, что  $A = 5,6$ . Подставляя в уравнение (28) значение  $A = 5,6$  вместо  $A_1 = 5$ , получим  $p_{Uf} = 1 + 0,00610$  вместо  $1 + 0,00593$ , т. е. замена  $A_1$  на  $A$  дает положительную погрешность в определении модуля  $p_{Uf}$ , равную приблизительно 3%. Таким образом, эта погрешность сама по себе невелика и, кроме того, компенсирует ту погрешность, которая возникла в результате допущений, сделанных при переходе от уравнения (26) к уравнению (28). Сказанное позволяет сделать вывод, что в уравнении (28) можно под  $A_1$  понимать отношение нерабочего и рабочего потоков параллельной цепи  $A$ .

Для облегчения расчета уравнение (28) можно сделать еще более простым. Положим  $\text{tg } \alpha_U \approx \alpha_U$  и учтем, что угол  $\alpha_U$ , как показано в работе [7], при соблюдении сдвига в  $90^\circ$  между рабочими потоками последовательной и параллельной цепей связан с параметрами векторной диаграммы счетчика следующим образом:

$$\alpha_U = \frac{1+A}{A} (\alpha_f + \alpha) + \varepsilon \approx \frac{1+A}{A} (\alpha_f + \alpha). \quad (31)$$

Решая совместно уравнения (28) и (31), будем иметь

$$p_{Uf} = 1 + \frac{(\alpha_f + \alpha)^2}{1 + (\alpha_f + \alpha)^2} \delta_U \Delta t \approx 1 + (\alpha_f + \alpha)^2 \delta_U \Delta t. \quad (32)$$

Погрешность в определении модуля  $\Delta\Phi_U/\Phi_U$ , возникающая при переходе от уравнения (28) к уравнению (32), как нетрудно убедиться путем конкретных расчетов, лежит в пределах 8-12%. Таким образом, уравнение (32) может быть использовано как для ориентировочных подсчетов значения коэффициента  $p_{Uf}$ , так и для качественной оценки зависимости его от параметров счетчика.

Из уравнения (32) следует, что изменение рабочего потока параллельной цепи  $\Phi_U$  с температурой тем больше, чем больше угол активных потерь  $\alpha_f$  на пути рабочего потока последовательной цепи  $\Phi_f$  и чем больше

угол  $\alpha$  между напряжением  $U$  и э. д. с., наводимой в обмотке параллельной цепи полным потоком этой цепи  $\Phi_0$  (рис. 1). При повышении температуры поток  $\Phi_U$  увеличивается, при уменьшении — уменьшается.

Найдем полное выражение амплитудной составляющей температурной погрешности. Из уравнений (3), (13) и (28) получим

$$\gamma_{t_1} \approx (2\alpha_1^2 + 2\alpha_1\alpha + \alpha^2) \delta \Delta t - 2\delta_m \Delta t. \quad (33)$$

Здесь принято, что  $\delta_I = \delta_U = \delta$ , т. е. что температурные коэффициенты эквивалентных сопротивлений на пути рабочих потоков последовательной и параллельной цепей одинаковы. Возможность такого допущения вытекает из того обстоятельства, что основные потери на пути этих потоков сосредоточены в алюминиевом диске подвижной части счетчика.

Уравнение (33) позволяет определить амплитудную составляющую температурной погрешности индукционного счетчика по известным углам  $\alpha_1$  и  $\alpha$  (эти углы можно легко найти экспериментальным или расчетным путем) и температурному коэффициенту тормозного магнита  $\delta_m$ .

Например, если положить  $\delta = 0,004^\circ \text{C}^{-1}$ , то для выпускаемого в настоящее время нашей промышленностью однофазного счетчика типа СО-2 (у которого  $\alpha_1 = 11^\circ = 0,192$ ;  $\alpha = 6^\circ = 0,105$  и тормозной магнит из сплава альни [9] с  $\delta_m = -0,0003^\circ \text{C}^{-1}$ ), для  $\Delta t = 10^\circ \text{C}$  по уравнению (33) найдем  $\gamma_{t_1} = 0,011 = 1,1\%$ .

Согласно экспериментальным данным, амплитудная составляющая температурной погрешности счетчиков типа СО-2 при  $\cos \varphi = 1$  при отсутствии температурной компенсации колеблется в пределах  $1,0 \div 1,3\%$  на  $10^\circ \text{C}$ . Это показывает хорошее совпадение расчетных результатов, полученных по формуле (33), с экспериментальными.

Так как температурный коэффициент  $\delta_m$  тормозного магнита всегда отрицателен, то согласно уравнению (33) амплитудная составляющая температурной погрешности индукционного счетчика при  $\cos \varphi = 1$  всегда положительна при повышении температуры и отрицательна — при понижении ее. Так как температурный коэффициент сплавов для постоянных магнитов на никель-алюминиевой основе, используемых обычно в счетчиках, лежит в пределах от  $-0,00025$  до  $-0,0003^\circ \text{C}^{-1}$  [9], и углы  $\alpha_1$  и  $\alpha$  меняются в зависимости от конструкции (угол  $\alpha_1$  в пределах  $7 \div 15^\circ$  и угол  $\alpha$  — в пределах  $1,5 \div 5^\circ$ ), то амплитудная составляющая температурной погрешности может меняться в зависимости от конструкции счетчика в пределах  $0,65 \div 1,35\%$  на  $10^\circ \text{C}$ . Таким образом, эта составляющая температурной погрешности довольно значительна. Уменьшить ее можно снижая температурный коэффициент тормозного магнита, например за счет повышения температуры, при которой магнит намагничивается [9]. Однако этим путем нельзя существенно уменьшить температурную погрешность счетчика. В этом случае необходимо уменьшить угол  $\alpha$  и, в особенности, угол  $\alpha_1$ .

Обратимся теперь к фазовой составляющей температурной погрешности. Как показано в работе [7], для счетчиков активной энергии она может быть представлена уравнением

$$\gamma_{t_2} = \alpha \left[ \frac{1}{1 + \delta \Delta t} - (1 + \delta \Delta t) \right] \operatorname{tg} \varphi, \quad (34)$$

где  $\delta$  — температурный коэффициент электрического сопротивления материалов магнитных цепей и обмотки параллельной цепи; для всех элементов цепей он принимается одинаковым и равным  $0,004$ ;

$\varphi$  — сдвиг фаз между напряжением и током в сети.

Учитывая, что для интересующего нас незначительного диапазона изменения окружающей температуры  $\delta \Delta t \ll 1$ , можем получить из уравнения (34)

$$\gamma_{t_2} \approx -2ad \Delta t \operatorname{tg} \varphi, \quad (35)$$

т. е. фазовая составляющая температурной погрешности целиком определяется углом  $\alpha$  между напряжением и полной э. д. с. параллельной цепи. Чем меньше угол  $\alpha$ , тем меньше  $\gamma_{t_2}$ . Как уже указывалось, угол  $\alpha$  в зависимости от конструкции счетчика лежит в пределах  $1,5-5^\circ$ . Следовательно,  $\gamma_{t_2}$  при  $\cos \varphi = 0,5$  ( $\varphi = 60^\circ$ ) будет лежать в пределах от  $-0,4$  до  $-1,2\%$  на  $10^\circ \text{C}$  повышения температуры.

Найдем полные выражения температурной погрешности индукционного счетчика.

Как отмечено в уравнении (1), полная температурная погрешность индукционного счетчика равна сумме амплитудной и фазовой составляющих. Учитывая полученные выражения для этих составляющих в уравнениях (33) и (35) и принимая во внимание выводы, сделанные в работе [6], можем написать следующее выражение для всех однофазных и трехфазных счетчиков активной энергии, имеющих вращающиеся элементы со сдвигом в  $90^\circ$  между рабочими потоками:

$$\gamma_t = [(2\alpha_1^2 + 2\alpha_1\alpha + \alpha^2) \delta - 2\delta_m + 2ad \operatorname{tg} \varphi] \Delta t. \quad (36)$$

Для счетчиков реактивной энергии, имеющих вращающиеся элементы со сдвигом в  $90^\circ$  между рабочими потоками, будем иметь

$$\gamma_t = [(2\alpha_1^2 + 2\alpha_1\alpha + \alpha^2) \delta - 2\delta_m - 2ad \operatorname{ctg} \varphi] \Delta t. \quad (37)$$

Уравнения (36) и (37) дают полное выражение температурной погрешности счетчиков активной и реактивной энергии в зависимости от их конструктивных параметров. На основании этих уравнений, пользуясь указанными выше пределами изменения  $\alpha_1$ ,  $\alpha$  и  $\delta_m$  для реальных конструкций, можно найти, что температурный коэффициент показаний счетчиков активной энергии при отсутствии компенсации лежит при  $\cos \varphi = 1$  в пределах  $0,06 \div 0,135\%$  на  $1^\circ \text{C}$ , а при  $\cos \varphi = 0,5$  — в пределах от  $0,08$  до  $-0,06\%$  на  $1^\circ \text{C}$ . Температурный коэффициент показаний счетчиков реактивной энергии при  $\sin \varphi = 1$  лежит в тех же пределах, что и температурный коэффициент счетчиков активной энергии при  $\cos \varphi = 1$ ; при  $\sin \varphi = 0,5$  он может изменяться от  $0,1$  до  $0,25\%$  на  $1^\circ \text{C}$ .

Этот расчет показывает, что при отсутствии температурной компенсации температурная погрешность современных индукционных счетчиков может быть весьма значительна. Для уменьшения ее необходимо компенсировать эту погрешность с помощью специальных устройств. Методы компенсации рассмотрены в литературе достаточно подробно [4, 5, 10, 11].

### Заключение

В результате анализа найдены простые и наглядные математические выражения температурной погрешности индукционных счетчиков активной и реактивной энергии в функции от параметров измерительного механизма, дающие результаты, хорошо совпадающие с экспериментальными данными. Анализ этих выражений показывает, что амплитудная составляющая температурной погрешности в основном определяется величиной угла активных потерь на пути рабочего потока последовательной цепи и температурным коэффициентом тормозного магнита. Фазовая составляющая температурной погрешности тем больше, чем больше угол между напряжением, приложенным в обмотке параллельной цепи, и полной

э. д. с., наведенной в этой обмотке. Рациональным выбором параметров измерительного механизма можно значительно уменьшить обе составляющие температурной погрешности, однако довести их до приемлемого минимума затруднительно. Поэтому в индукционных счетчиках необходимо применять компенсацию температурной погрешности.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Kinnard J. F., Faus H. T., Temperature errors in watt-hour meter, *Journal AIEE*, v. 44, № 3, 1925, pp. 241—248.
2. Canfield D. T., Theory of action induction watt-hour meter and analysis of its temperature errors, *Journal AIEE*, v. 46, № 4, 1927, pp. 328—336.
3. Beetz W., Über Temperaturfehler von Elektrizitätszählern, *Elektrizitätswirtschaft*, 1939, SS. 258—259.
4. Горюнов П. Н., Пигин С. М., Шумиловский Н. Н., Электрические счетчики, Госэнергоиздат, 1951.
5. Tscharru F., Untersuchungen über Temperaturabhängigkeit der Induktionszähler, *Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins*, Bd. 46, № 14, 1955, SS. 641—647.
6. Илюкович А. М., Температурная погрешность трехфазных электрических счетчиков, «Измерительная техника», № 5, 1957.
7. Атемборский Ю. И., Условия получения девяностоградусного сдвига в индукционном счетчике и расчет фазовой дополнительной погрешности счетчика, Информационно-технический сборник ЦБТИ НИИ электропромышленности, № 16 (145), 1958.
8. Лаврухин М. А., Работа электросчетчиков при низкой температуре, «Электричество», № 6, 1946.
9. Займовский А. С., Чудновская Л. А., Магнитные материалы, Госэнергоиздат, 1957.
10. Вострокнутов Н. Г., Илюкович А. М., Современные электрические счетчики, Стандартгиз, 1958.
11. Илюкович А. М., Компенсация температурной погрешности индукционных счетчиков и ваттметров с помощью полупроводниковых термосопротивлений, «Электричество», № 8, 1960.

Поступила в редакцию

5/II 1962 г.



И. Н. ОШЕР-  
ВНИИК

### ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО ОСЦИЛЛИРУЮЩЕГО СЧЕТЧИКА ПРИ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЕ

*В статье рассматриваются источники фазовой погрешности электродинамического осциллирующего счетчика и приводится методика оценки этой погрешности.*

Первые данные об осциллирующих счетчиках опубликованы в работе [1]. Счетчики этого вида отличаются от обычных счетчиков электродинамической системы отсутствием коллектора и щеток, а также облегченным якорем, состоящим из одной секции [2]. Ток к обмотке якоря подводится через электромагнитное реле, служащее для перемены направления тока в цепи якоря. Якорь счетчика периодически изменяет направление вращения. Преимуществом осциллирующего счетчика является отсутствие коллектора и щеток, плохо работающих из-за искрообразования в условиях вибрации и тряски, а также большая надежность в работе в связи с уменьшением трения.

Во ВНИИК разработана установка для поверки счетчиков переменного тока высокого класса точности [3], основным элементом которой является электродинамический осциллирующий счетчик с фотоэлектрическим устройством для коммутации тока в цепи якоря. Этот счетчик отличается от известных ранее осциллирующих счетчиков отсутствием механических контактов, создающих тормозной момент. Последние заменены фотоэлементами, работающими через электронный усилитель.

Подвижная часть счетчика вращается не на оси, а на подвесе.

В установке осциллирующий счетчик применяется как компаратор электрической энергии постоянного и переменного тока. Возбуждаемые им импульсы тока используются для замыкания и размыкания цепи напряжения поверяемого счетчика. Схема установки обеспечивает автоматическое включение поверяемого счетчика и выключение его по истечении заданного числа колебаний якоря осциллирующего счетчика.

Поверка производится следующим образом. Измеряется время определенного числа колебаний якоря осциллирующего счетчика, причем

измеритель времени включается и выключается автоматически. В течение этого промежутка времени нагрузка осциллирующего счетчика с высокой точностью поддерживается постоянной и контролируется при помощи потенциометра постоянного тока по методу суммы напряжений [4]. Таким образом определяется действительное значение энергии постоянного тока, соответствующее определенному числу колебаний якоря осциллирующего счетчика. Затем поверяемый и образцовый (осциллирующий) счетчики включаются в цепь переменного тока при такой же нагрузке, какая была на постоянном токе. Цепь напряжения поверяемого счетчика автоматически замыкается на период времени, соответствующий числу колебаний якоря осциллирующего счетчика, заданному при его работе на постоянном токе. Полученное показание поверяемого счетчика сравнивается с действительным значением электроэнергии, определенным на постоянном токе.

Как показали исследования, выполненный во ВНИИК электродинамический осциллирующий счетчик с фотоэлектрическим устройством имеет ряд погрешностей. Его постоянная изменяется при изменении нагрузки. Если допустить, что при поверке счетчиков среднее значение энергии, потребляемой нагрузкой, может отличаться от действительного ее значения на  $\pm 0,3\%$ , то погрешность поверки от изменения нагрузки будет  $\pm 0,005\%$ .

Другим источником погрешностей осциллирующего счетчика является фотореле, при помощи которого происходит коммутация тока в цепи якоря. В процессе коммутации прерывается питание якоря током, что отражается на вращающем моменте. Это может вызвать погрешность поверки, не превышающую  $0,003\%$ .

Релейное устройство, которое служит для автоматического включения и выключения поверяемых счетчиков и измерителя времени, может быть источником погрешности поверки вследствие вариации времени срабатывания на переменном токе. Эта погрешность может достигать  $\pm 0,003\%$ .

Осциллирующему счетчику присуща значительная температурная погрешность. Для ее уменьшения счетчик помещают в термостатированную камеру, в которой автоматически поддерживается постоянная температура с погрешностью  $\pm 0,01^\circ \text{C}$ . В результате температурная погрешность счетчика снижается до  $\pm 0,002\%$ .

Погрешность от влияния внешних магнитных полей может быть исключена повторными измерениями при изменении фазы токов в цепях счетчика на  $180^\circ$ .

Весьма существенной может оказаться фазовая погрешность счетчика, обусловленная реактивностью параллельной цепи, вихревыми токами в металлических частях конструкции и самих обмотках, а также емкостными связями.

Погрешность, вызванную реактивностью параллельной цепи, можно свести к нулю введением соответствующей компенсации. Однако фазовая погрешность, обусловленная отдельными из перечисленных причин, будет, как показано далее, порядка  $1'$ , что вызывает при  $\cos \varphi = 0,5$  дополнительную погрешность порядка  $0,05\%$  в измеренном значении электрической энергии. Точное измерение этой погрешности позволило улучшить конструкцию счетчика. Принципиальная схема электродинамического осциллирующего счетчика с фотоэлектрическим устройством приведена на рис. 1. Счетчик имеет две неподвижные последовательно соединенные катушки 8, в магнитном поле которых находится якорь 7.

Подвижная часть счетчика состоит из якоря 7, алюминиевого диска 3 и двух зеркал 5 и 6, укрепленных на оси 4, которая подвешена на под-

весе 9. Нижний конец оси снабжен иглой, конец которой находится в отверстии проходного камня 1.

Якорь имеет форму плоской круглой рамки, ток к которой подводится через подвес 8 и безмоментный ввод 10. Зеркала расположены под углом друг к другу так, что луч от лампочки 11 осветителя попадает либо на зеркало 5 и после отражения — на фотозащелку 12, либо (при другом угле поворота подвижной части) луч попадает на зеркало 6 и после отражения — на фотозащелку 13.

Импульсы тока, получаемые от фотозащелок, усиливаются усилителем 14 и после этого воздействуют на реле 15, которое изменяет направле-

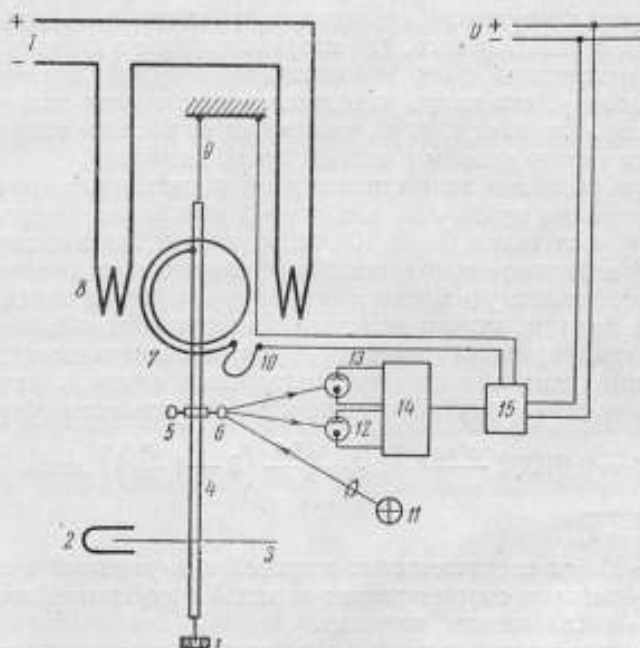


Рис. 1. Принципиальная схема осциллирующего счетчика электродинамической системы.

ние тока в цепи якоря счетчика, а следовательно, и направление вращающего момента. Подвижная часть совершает периодические колебания, поворачиваясь то в одну, то в другую сторону на определенный угол, заданный расположением зеркал подвижной части счетчика.

Алюминиевый диск 3 находится в магнитном поле постоянных магнитов 2 (на рис. 1 условно изображен один магнит из четырех). В результате получается определенная зависимость между периодом колебаний подвижной части счетчика и измеряемой нагрузкой.

Основными источниками фазовой погрешности электродинамического осциллирующего счетчика являются:

- 1) реактивность параллельной цепи счетчика;
- 2) ток, индуктированный в якоре осциллирующего счетчика магнитным потоком последовательной цепи;
- 3) вихревые токи в металлических частях конструкции счетчика и межвитковые емкости катушки последовательной цепи;
- 4) емкостная составляющая тока параллельной цепи, обусловленная межобмоточной емкостью между последовательной обмоткой осциллирующего счетчика и его якорем.

Оценим эти погрешности.

1. Сопротивление параллельной цепи осциллирующего счетчика имеет значение от 2000 до 19 000 *ом* в зависимости от предела измерения. Погрешность измерения постоянной времени сопротивлений такого значения составляет  $3-5 \cdot 10^{-8}$  сек, что соответствует погрешности определения фазового угла  $\Delta\alpha$ , равной  $1-1,6 \cdot 10^{-6}$  рад или  $0,003 \div 0,005'$ .

2. В связи с тем, что постоянная времени параллельной цепи достаточно мала, ток, индуктированный в якоре осциллирующего счетчика магнитным потоком последовательной цепи, не может вызвать значительную фазовую погрешность счетчика. Это можно подтвердить следующим образом.

В якоре осциллирующего счетчика в принципе возможно возбуждение э. д. с. как вследствие того, что якорь находится в движении и пересекает линии магнитного поля неподвижной катушки последовательной цепи, так и потому, что якорь находится в переменном магнитном поле. При этом в нем возникает э. д. с., зависящая от частоты тока и взаимной индуктивности между якорем и неподвижной катушкой.

Э. д. с., возбуждаемая вследствие первой из указанных причин, в среднем за период равна нулю, так как период колебания подвижной части осциллирующего счетчика более 10 сек, и, значит, за половину периода его колебаний магнитное поле меняет свое направление не менее 500 раз.

Э. д. с., возбуждаемую в якоре осциллирующего счетчика по второй из указанных причин, можно определить следующим образом.

Взаимная индуктивность между двумя коаксиальными катушками с совпадающими центрами средних поперечных сечений, причем длина внешней больше длины внутренней, выражается известной формулой [5]

$$M = 0,01972 \frac{a^2 n_1 n_2}{g} \left[ 1 + \frac{A^2 a^2}{8g^4} \left( 3 - 4 \frac{l^2}{a^2} \right) \right] \text{ мкГн}, \quad (1)$$

где  $g = \sqrt{A^2 + l^2}$ ,

$2l_x$  и  $2l$  — длина соответственно внешней и внутренней катушки, см,

$A$  и  $a$  — радиусы соответственно внешней и внутренней катушки, см,

$n_1$  и  $n_2$  — числа витков катушек.

В случае, когда якорь и неподвижная катушка счетчика коаксиальны, взаимная индукция имеет максимальное значение  $M_{\max}$ . Для рассматриваемого счетчика, согласно уравнению (1), имеем

$$M_{\max} = 2,4 \text{ мГн}.$$

Якорь осциллирующего счетчика совершает колебания на угол порядка  $\pi/3$  между плоскостью витков якоря и осью неподвижной катушки последовательной цепи. При таких колебаниях взаимная индуктивность меняется от нуля до  $M_{\max} \cos \frac{\pi}{3}$ . Среднее значение взаимной индуктивности за половину периода колебаний равно

$$M_{\text{ср}} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} M_{\max} \cos \alpha \, d\alpha = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} M_{\max} = 0,8 M_{\max}.$$

отсюда

$$M_{\text{ср}} = 0,8 M_{\max} = 1,9 \text{ мГн}.$$

Э. д. с.  $E'$ , индуктированная в якоре осциллирующего счетчика, при токе 5 а в последовательной цепи равна

$$E' = \omega M_{\text{ср}} I = 3 \text{ в}.$$

Вращающий момент, вызываемый появлением  $E'$  и связанного с ней тока в параллельной цепи счетчика, пренебрежимо мал, что видно из следующего.

Угол сдвига фаз между магнитным полем, в котором находится якорь, и током в якоре, вызываемым  $E'$ , отличается от  $90^\circ$  на угол, равный неточности подгонки фазовой погрешности осциллирующего счетчика, т. е. примерно на  $0,1'$ . При токе  $5 \text{ a}$  в последовательной обмотке и напряжении  $3 \text{ в}$  в параллельной обмотке это отклонение сдвига от  $90^\circ$  соответствует мощности

$$P' = 3 \cdot 5 \cdot \cos 89^\circ 59,9' = 0,005 \text{ вт.}$$

При минимальном значении напряжения в параллельной цепи осциллирующего счетчика, равном  $100 \text{ в}$ ,  $E'$  может вызвать погрешность  $0,001\%$ , чем можно пренебречь.

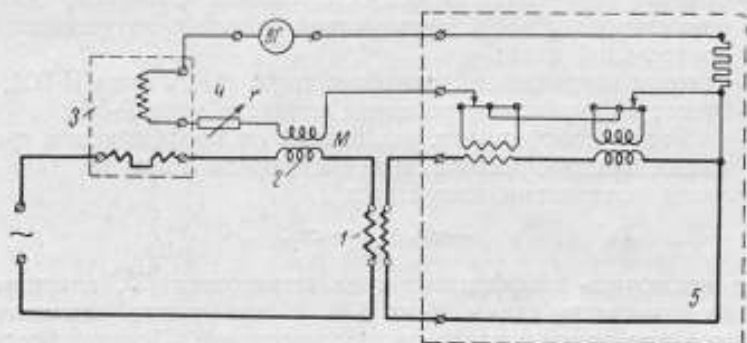


Рис. 2. Принципиальная схема измерения фазовой погрешности счетчика.

Таким образом, первые два источника могут вызвать пренебрежимо малые погрешности [6, 7].

3. Раздельная оценка погрешностей от влияния вихревых токов в металлических частях конструкции счетчика и от влияния межвитковой емкости катушки последовательной цепи представляет существенные трудности. В связи с этим ниже будут рассмотрены методы экспериментальной оценки фазовой погрешности, вызываемой совместным действием этих обоих источников. Описываемые методы были применены во ВНИИК в 1962 г.

Принципиальная схема измерения приведена на рис. 2. Осциллирующий счетчик 3 рассматривался как катушка взаимной индуктивности и включался в схему без его внешнего добавочного сопротивления. Последовательная цепь счетчика включалась в схему как первичная обмотка катушки взаимной индуктивности, а обмотка якоря — как вторичная обмотка. Измерение производилось дифференциальным методом, причем в качестве образцовой индуктивности в схему был включен магазин взаимных индуктивностей 2 типа Р-538, фазовая погрешность которого исследована во ВНИИК.

При исследовании магазина 2 установлено, что при частотах до  $5 \text{ кГц}$  имеется линейная зависимость от частоты фазовой погрешности магазина. Была использована декада магазина 2 со ступенью  $0,1 \text{ мкн}$ . Для этой декады при частоте  $5 \text{ кГц}$  фазовая погрешность получилась равной  $5 \cdot 10^{-4} \text{ рад}$ , что при частоте  $50 \text{ Гц}$  соответствует погрешности  $0,02'$ . Первичная обмотка магазина 2 включалась, последовательно с токовой катушкой осциллирующего счетчика. Э. д. с. вторичной обмотки

магазина 2 и якоря осциллирующего счетчика полностью взаимно не уравновешивались из-за отклонения от  $90^\circ$  сдвига фаз э. д. с. обмотки якоря счетчика относительно тока последовательной обмотки. Это отклонение обуславливалось измеряемой фазовой погрешностью счетчика.

Для достижения полной компенсации в дифференциальную цепь был включен потенциометр переменного тока 5 (использовался аппарат типа Р-504). Значение фазовой погрешности определялось по отсчету на синфазном реохорде потенциометра. Условие равновесия схемы:

$$j\omega MI - j\omega M_{сч} I (1 - j\theta_1) = cI (1 + j\delta_1) \alpha_f, \quad (2)$$

где  $M$  — взаимная индуктивность, установленная на магазине типа Р-538;

$M_{сч}$  — взаимная индуктивность между обмоткой якоря и неподвижной обмоткой цепи тока осциллирующего счетчика во время измерения;

$\theta_1$  — фазовая погрешность осциллирующего счетчика, вызванная вихревыми токами и межвитковой емкостью катушки его последовательной цепи;

$\delta_1$  — угловая погрешность трансформатора тока  $I$  типа И-502;

$\alpha_f$  — отсчет на синфазном реохорде аппарата типа Р-504;

$c$  — числовой коэффициент, зависящий от коэффициента трансформации трансформатора  $I$  и постоянной аппарата типа Р-504.

Из условия равновесия получается

$$-\omega\theta_1 M_{сч} = c\alpha_f. \quad (3)$$

Чтобы исключить коэффициент  $c$  из выражения (3), изменим после достижения равновесия схемы  $M$  на  $\Delta M$ . Новое уравновешивание схемы производится при помощи квадратурного реохорда. Условие нового равновесия:

$$j\omega (M + \Delta M) I - j\omega M_{сч} I (1 - j\theta_1) = cI (1 + j\delta_1) \alpha_f + jcI (1 + j\delta_1) \alpha_\delta, \quad (4)$$

где  $\alpha_\delta$  — отсчет на квадратурном реохорде.

Вычитая из второго условия равновесия (4) первое (2) и принимая во внимание, что при этом значения  $M$  и  $M_{сч}$  остаются неизменными, получаем

$$j\omega \Delta M = jc (1 + j\delta_1) \alpha_\delta,$$

отсюда

$$\omega \Delta M = c\alpha_\delta. \quad (5)$$

Из уравнений (3) и (5) получаем

$$\theta_1 = -\frac{\Delta M}{M_{сч}} \cdot \frac{\alpha_f}{\alpha_\delta}. \quad (6)$$

В начале уравновешивания схемы выходное напряжение потенциометра равно нулю, и уравновешивание производится при помощи магазина взаимных индуктивностей. Поэтому  $M = M_{сч}$  и лишь после достижения минимального тока в индикаторе производится окончательное уравновешивание схемы при помощи потенциометра.

Обозначим

$$\frac{\Delta M}{M} = \epsilon_1,$$

тогда

$$\theta_1 = -\epsilon_1 \frac{\alpha_f}{\alpha_\delta}.$$

Для повышения чувствительности вибрационный гальванометр  $BГ$  был включен в схему через усилитель  $И$  (рис. 3). Благодаря этому чувствительность схемы была повышена в 9 раз, что в значениях фазовой погрешности составило  $0,1'$ . Однако использовать полученную чувствительность сначала было невозможно из-за значительных помех, на фоне которых терялась измеряемая величина.

Для снижения помех между сетью питания и блоком питания усилителя  $И$  были включены каскадно три имевшихся в наличии подходящих разделительных трансформатора  $Тр_1, Тр_2, Тр_3$ , благодаря которым емкостная связь между усилителем и сетью сильно уменьшилась.

Фазовая погрешность счетчика была измерена в двух вариантах: при положении индикатора, показанном на схеме рис. 3, и при индикаторе,

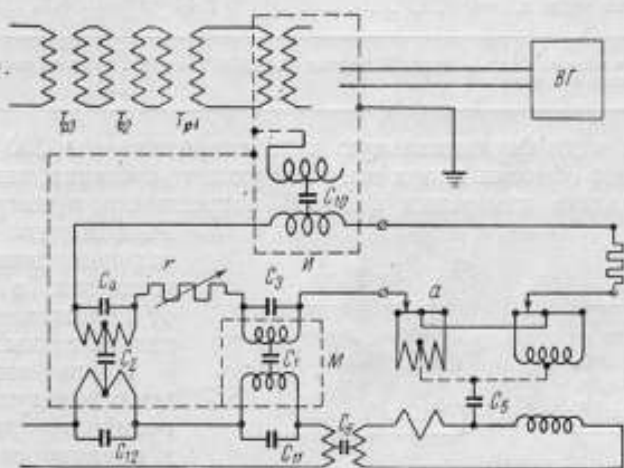


Рис. 3. Схема измерения фазовой погрешности счетчика с учетом емкостных связей.

включенном между магазином взаимных индуктивностей  $M$  и реохордом  $\alpha$  аппарата типа Р-504. Будем называть первый вариант схемой 3 и второй вариант — схемой 3а.

Для уменьшения наводок от сети питание осветителя вибрационного гальванометра осуществлялось от аккумулятора. Измерения производились при двух частотах: 45 и 55 гц.

Для уменьшения взаимных влияний элементов цепи пришлось отдельные части схемы разнести на значительные расстояния (до 1—2 м), вследствие чего увеличилось емкости соединительных проводников. Для обеспечения стабильного значения этих емкостей и уменьшения индуктивных наводок на схему соединения были выполнены бифилярно.

Магазин сопротивлений  $r$  введен в схемы рис. 2 и 3 для выявления наличия и влияния межконтурных токов. Измерения производились при  $r = 0$  и  $r = 350$  ом. Последнее значение выбрано равным сопротивлению обмотки якоря осциллирующего счетчика.

Для возможности суждения о влиянии электропроводных масс (крепежных винтов и т. п.) на фазовую погрешность производились повторные измерения фазовой погрешности после приближения к катушке последовательной цепи прутка из меди размерами  $7,5 \times 20 \times 76$  мм. Сводка результатов измерений угла  $\theta_1$  осциллирующего счетчика дана в табл. 1. При наличии вблизи катушки медного прутка фазовая погрешность увеличивается на  $0,8—1,0'$ .

Таблица 1

Вариант измерения фазовой погрешности	Значение $\theta_1$ , мин (углов.) при частоте		
	45 гц	55 гц	Среднее
По схеме 3:			
При $r=0$ . . . . .	0,31	0,67	0,49
При $r=350$ ом . . . . .	0,13	0,21	0,17
При наличии меди и $r=0$ . . . . .	1,32	1,54	1,43
По схеме 3а:			
При $r=0$ . . . . .	0,66	1,05	0,85
При $r=350$ ом . . . . .	0,81	1,27	1,04
При наличии меди и $r=0$ . . . . .	1,44	1,71	1,58

Примечание. Медь — медный пруток  $7,5 \times 20 \times 76$  мм на каркасе токовой катушки осциллирующего счетчика.

Введение в дифференциальную цепь сопротивления 350 ом, равного сопротивлению обмотки якоря осциллирующего счетчика, вызывает изменение результата измерения фазовой погрешности примерно на 0,2'.

Расхождение в результатах измерения фазовой погрешности в зависимости от положения нуля-индикатора превышает 0,3'.

Приведенные расхождения в результатах измерений по двум схемам и влияние сопротивления  $r$ , находящегося в дифференциальной цепи, указывают на наличие межконтурных токов [8].

В результатах измерений не учтены погрешности от влияния внешних магнитных полей и магнитного поля самого осциллирующего счетчика.

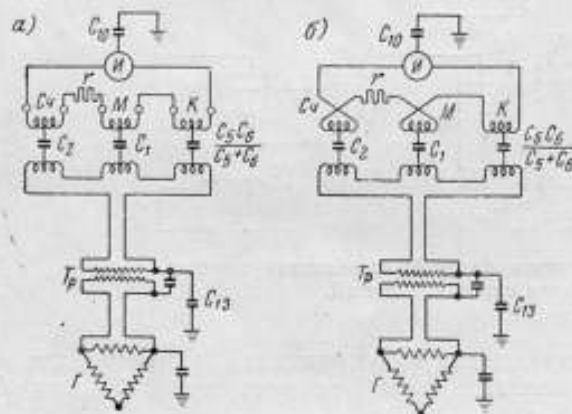


Рис. 4. Снижение погрешности от межконтурных токов.

Для определения порядка величин этих погрешностей были проведены две серии измерений: до и после поворота осциллирующего счетчика на  $180^\circ$  относительно вертикальной оси. Расхождение в результатах этих двух серий измерений составляет 0,2'.

На рис. 4 а) приведена схема с источниками питания для измерения фазовой погрешности осциллирующего счетчика. В этой схеме показаны соединенные треугольником обмотки генератора Г, питающего измерительную цепь через понижающий трансформатор Тр. Ток, полученный от понижающего трансформатора, проходит через последовательную обмотку осциллирующего счетчика  $C_4$  (имеющую емкостную связь  $C_2$  с якорем счетчика), через первичную обмотку магазина взаимных индуктивностей М (имеющую емкостную связь  $C_1$  со вторичной обмоткой того же магазина) и через промежуточный трансформатор тока компенсационного аппарата К. На схеме показаны емкостные связи элементов цепи. Изучение возможных путей межконтурных токов в этой схеме открыло возможность исключить или значительно снизить их влияние на результат измерения



путем одновременной инверсии (перемены мест подключения) концов соединительных проводов на зажимах якоря осциллирующего счетчика и зажимах вторичной обмотки магазина взаимных индуктивностей. Такая инверсия концов проводов показана на рис. 4 б. Результаты измерений даны в табл. 2.

Таблица 2

Вариант измерения фазовой погрешности	Значение $\theta_1$ мин (углов.) при частоте		
	45 гц	55 гц	Среднее
<i>Без инверсии проводов на зажимах якоря и магазина</i>			
По схеме 3:			
При $r=0$ . . . . .	0,31	0,67	0,49
При $r=350$ ом . . . . .	0,13	0,21	0,17
При наличии меди и $r=0$ . . . . .	1,32	1,54	1,43
По схеме 3а:			
При $r=0$ . . . . .	0,66	1,05	0,85
При $r=350$ ом . . . . .	0,81	1,27	1,04
При наличии меди и $r=0$ . . . . .	1,44	1,71	1,58
<i>С инверсией проводов на зажимах якоря и магазина</i>			
По схеме 3 при $r=0$ :			
До инверсии . . . . .	1,76	1,27	
После инверсии . . . . .	0,22	2,53	
Среднее . . . . .	0,99	1,90	1,45
По схеме 3а при $r=0$ :			
До инверсии . . . . .	0,13	1,08	
После инверсии . . . . .	2,12	2,34	
Среднее . . . . .	1,12	1,71	1,41
Среднее по схемам 3 и 3а . . . . .	1,05	1,81	1,43
Примечание. Медь — медный пруток 7,5×20×76 мм на каркасе токовой катушки осциллирующего счетчика.			

Из таблицы видно, что с инверсией концов проводов по схеме 3а получалась фазовая погрешность осциллирующего счетчика 1,41', а по схеме 3 — погрешность 1,45'. При такой хорошей сходимости результатов можно считать, что влияние межконтурных токов полностью исключено. Следует при этом заметить, что при инверсии проводов на зажимах цепи якоря осциллирующего счетчика и магазина взаимных индуктивностей исключается не только влияние межконтурных токов, но и индуктивных наводок.

Полученное значение фазовой погрешности 1,4' для осциллирующего счетчика превышает допустимое значение. Поэтому были заменены 4 латунных винта М6 ( $l = 65$  мм), крепящие каркасы токовых обмоток осциллирующего счетчика, такими же винтами из марганца. Указанные винты стягивают «щеки» каркаса неподвижной обмотки и расположены на окружности диаметром 135 мм. Наружный диаметр неподвижной обмотки 90 мм и внутренний 58 мм. После замены винтов была повторно измерена фазовая погрешность счетчика.

Сопоставление результатов измерения фазовой погрешности осциллирующего счетчика с латунными и с марганцевыми винтами дано в табл. 3. Из нее можно видеть уменьшение фазовой погрешности с 1,4' на 0,9', т. е. в 1,5 раза, благодаря замене материала винтов с латуни на марганец.

Вариант измерения фазовой погрешности	Значение $\theta_2$ мин (углов.) при частоте						50 гц
	45 гц			55 гц			
	До инверсии	После инверсии	Среднее	До инверсии	После инверсии	Среднее	
Осциллирующий счетчик с винтами:							
латунными . . . . .	0,13	2,12	1,12	1,08	2,34	1,71	1,4
манганиновыми . . .	1,35	0,05	0,7	1,7	0,5	1,1	0,9

Полученное значение фазовой погрешности осциллирующего счетчика, вызванной вихревыми токами ( $\theta_1 = 0,9'$ ), содержит в себе некоторые неучтенные погрешности. Источниками их являются:

1) емкости проводов, шунтирующие токовую катушку осциллирующего счетчика и первичную обмотку магазина взаимных индуктивностей;

2) емкости проводов, шунтирующие цепь якоря осциллирующего счетчика и вторичную обмотку магазина взаимных индуктивностей;

3) фазовая погрешность магазина взаимных индуктивностей.

Фазовые погрешности взаимных индуктивностей были исследованы Баттерворсом [9] в Национальной физической лаборатории Англии и Н. В. Левицкой [10] во ВНИИК. Однако фазовые погрешности изучались в цепях, имеющих общую точку между первичной и вторичной обмотками катушки взаимной индуктивности; вопрос об исключении погрешностей измерения взаимной индуктивности, вызываемых меж-

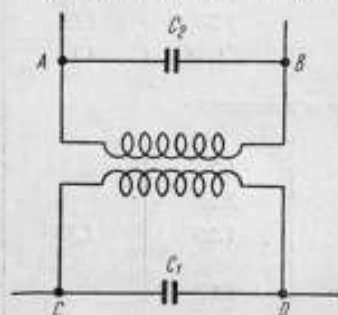


Рис. 5. Схема катушки взаимной индуктивности с шунтирующими емкостями.

обмоточными емкостями, при отсутствии общей точки между первичной и вторичной обмотками не рассматривался [11].

В компенсационной схеме, по которой определяли фазовую погрешность осциллирующего счетчика, такое соединение невыполнимо. Произведенные измерения показали, что не учитывать влияние межобмоточных емкостей нельзя. Однако оказалось возможным существенно уменьшить это влияние до пренебрежимой величины путем двукратного измерения с инверсией концов проводов на вторичных зажимах взаимной индуктивности.

Влияние емкостей, шунтирующих вторичную и первичную обмотки меры взаимной индуктивности, можно оценить, анализируя эквивалентную схему меры на рис. 5.

Из векторной диаграммы рис. 6 получаем

$$\sin \delta = \frac{I_{C_2} r_2}{\omega M I_x},$$

где  $\delta$  — искомая фазовая погрешность, вызванная емкостью  $C_2$ .

Так как

$$I_{C_2} = \frac{\omega M I_x}{\omega^{-1} C_2^{-1}} = \omega^2 M I_x C_2,$$

то

$$\sin \delta = \omega C_2 r_2.$$

Ввиду малости угла  $\delta$  можно принять

$$\delta = \omega C_2 r_2. \quad (7)$$

На рис. 7 дана векторная диаграмма, характеризующая влияние



Рис. 6. Векторная диаграмма, характеризующая фазовую погрешность катушки взаимной индуктивности от емкости, шунтирующей вторичную обмотку.

$U_{AB}$  — вектор напряжения на концах вторичной обмотки взаимной индуктивности;  $I_{C_2} r_2$  — вектор активного падения напряжения на вторичной обмотке взаимной индуктивности, вызванного емкостным током  $I_{C_2}$ ;  $I_{C_2} x_2$  — вектор индуктивного падения напряжения;  $I_k$  — вектор тока в первичной обмотке катушки взаимной индуктивности.

емкости, шунтирующей первичную обмотку взаимной индуктивности. Ток, идущий по первичной цепи  $I_1$ , является геометрической суммой токов  $I_{C_1}$  и  $I_k$ .

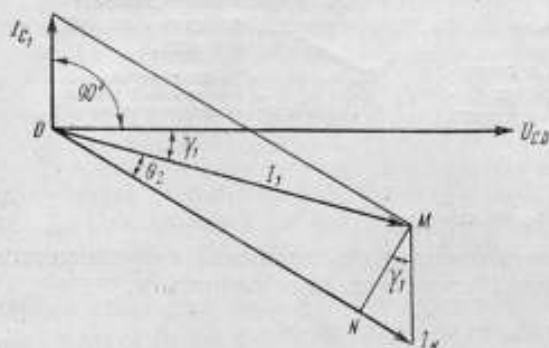


Рис. 7. Векторная диаграмма, характеризующая фазовую погрешность катушки взаимной индуктивности от емкости, шунтирующей первичную обмотку.

$U_{CD}$  — вектор напряжения на первичной обмотке катушки взаимной индуктивности;  $I_k$  — вектор тока в первичной обмотке взаимной индуктивности;  $I_{C_1}$  — вектор тока в емкости  $C_1$ .

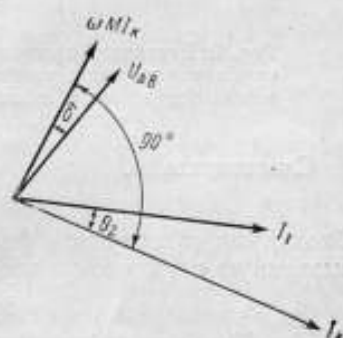


Рис. 8. К вопросу о знаке погрешностей измерения фазовой погрешности катушки взаимной индуктивности.

Общая фазовая погрешность взаимной индуктивности  $\xi$ , вызванная шунтирующими емкостями первичной и вторичной обмоток (рис. 8), равна сумме углов  $\delta + \theta_2$ . Из рис. 7 определим угол  $\theta_2$ .

$MN$  — перпендикуляр к вектору  $I_1$ :

$$\operatorname{tg} \theta_2 = \frac{MN}{OM} \approx \frac{I_{C_1} \cos \gamma_1}{I_1}.$$

Ввиду малости  $\theta_2$  можно считать, что  $\operatorname{tg} \theta_2 = \theta_2$  и

$$\theta_2 = \frac{I_{C_1} \cos \gamma}{I_1}.$$

Далее

$$I_{C_1} = U_{CD} \omega C_1; \quad U_{CD} = I_1 z_1;$$

$$\theta_2 = \frac{U_{CD} \omega C_1 \cos \gamma_1}{I_1} = \omega C_1 z_1 \cos \gamma_1;$$

$$\cos \gamma_1 = \frac{r_1}{z_1},$$

где  $r_1$  и  $z_1$  — активное и полное сопротивления первичной обмотки взаимной индуктивности.

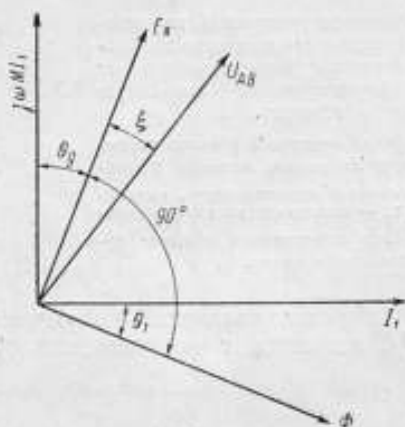


Рис. 9. Векторная диаграмма к вопросу о знаке погрешности измерения фазовой погрешности осциллирующего счетчика.

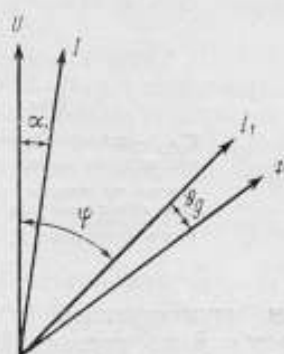


Рис. 10. Векторная диаграмма составляющих фазовой погрешности.

$I_1$  — ток в последовательной цепи и  $\Phi$  — вызываемый током  $I_1$  поток;  $U$  — напряжение, приложенное к параллельной цепи;  $I$  — ток в параллельной цепи.

Следовательно,

$$\theta_2 = \omega C_1 r_1. \quad (8)$$

Окончательно получаем фазовую погрешность взаимной индуктивности, вызванную первичной и вторичной шунтирующими емкостями,

$$\xi = \delta + \theta_2 = \omega C_2 r_2 + \omega C_1 r_1 \quad (9)$$

или

$$\xi = \omega (C_1 r_1 + C_2 r_2).$$

Расчет, выполненный по формуле (9), показывает, что фазовая погрешность, вызываемая емкостями, шунтирующими взаимную индуктивность осциллирующего счетчика,  $\xi = 0,09'$  (при  $C_1 = 130 \text{ пф}$ ;  $r_1 = 0,04 \text{ ом}$ ;  $C_2 = 230 \text{ пф}$ ;  $r_2 = 355 \text{ ом}$ ). Эта же погрешность для магазина взаимной индуктивности может быть принята равной нулю. Поэтому в измеренное значение фазовой погрешности  $0,9'$  следует внести поправку, равную примерно  $0,1'$ .

Для выяснения знака поправки  $\xi$  следует рассмотреть векторную диаграмму рис. 9, на котором  $I_1$  — вектор тока цепи, в которую включена последовательная обмотка осциллирующего счетчика и первичная обмотка магазина взаимных индуктивностей;  $\Phi$  — вектор магнитного потока осциллирующего счетчика, который отстает от тока  $I_1$  на угол  $\theta_1$ , вызванный потерями на вихревые токи в металлических частях счетчика;  $U_{AB}$  —

вектор напряжения на зажимах якоря, который отстает от вектора э. д. с. обмотки якоря  $E_a$  на угол  $\xi$ , вызванный шунтирующими емкостями проводников схемы;  $j\omega MI_1$  — э. д. с. вторичной обмотки магазина взаимных индуктивностей.

Если бы не было погрешности  $\xi$ , то измерение по схеме рис. 3 дало бы значение угла  $\theta_g$ . Из-за наличия фазовой погрешности  $\xi$  по той же схеме измеряется сумма углов  $\theta_g + \xi = \theta_1$ . Поэтому

$$\theta_g = \theta_1 - \xi = 0,9' - 0,1 \approx 0,8'.$$

На рис. 10 представлена векторная диаграмма осциллирующего счетчика.

Сдвиг фаз  $\theta_g$  между током  $I_1$  и потоком  $\Phi$  определяется активными потерями в металлических частях счетчика вследствие вихревых токов,

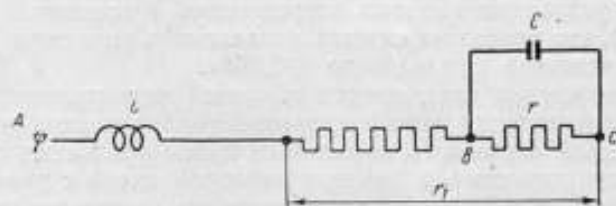


Рис. 11. Схема к анализу погрешностей измерения постоянной времени параллельной цепи осциллирующего счетчика.

угол  $\alpha_1$  зависит от реактивности параллельной цепи счетчика. Очевидно, что общая фазовая погрешность счетчика  $\beta$ , равная разности  $\alpha_1 - \theta_g$ , может быть сведена к нулю при  $\alpha_1 = \theta_g$ .

Это может быть достигнуто путем шунтирования конденсатором части добавочного сопротивления параллельной цепи счетчика (рис. 11).

4. Погрешность от емкостной составляющей тока параллельной цепи, обусловленной межобмоточной емкостью между последовательной обмоткой осциллирующего счетчика и его якорем, может быть приближенно оценена следующим способом.

В параллельной цепи осциллирующего счетчика (см. рис. 4) может получиться емкостная составляющая тока, обусловленная емкостями  $C_2$  и  $C_{13}$ . При обычной работе осциллирующего счетчика через эти емкости может пройти ток под действием суммы двух напряжений: напряжения, приложенного к параллельной цепи осциллирующего счетчика, и напряжения вторичной цепи нагрузочного трансформатора цепи тока. Наихудший случай будет иметь место при наименьшем токе и наибольшем напряжении осциллирующего счетчика. Этому соответствуют: ток 0,5 а, напряжение 380 в и емкости  $C_2 \approx 110$  пф и  $C_{13} \approx 320$  пф.

Если считать, что сопротивление цепи емкостного тока состоит из последовательно соединенных емкостного  $(C_2 + C_{13})/\omega C_2 C_{13}$  и добавочного сопротивлений параллельной цепи счетчика, то значение емкостного тока в худшем случае не должно превышать  $I_C \approx 1 \cdot 10^{-6}$  а. При этом токе в самом неблагоприятном случае фазовая погрешность будет не более 0,007', и ею можно пренебречь.

Выше произведен детальный анализ систематических погрешностей, возникающих при измерении фазовой погрешности счетчика. Эти погрешности исключены либо введением поправок, либо экспериментально посредством инверсии проводов схемы. Оценка случайных ошибок выполнена путем многократных измерений и определения средней квадратичной ошибки. Выполненные расчеты показывают, что случайные ошибки метода оценки фазовых погрешностей счетчика не превышают 0,1'.

## Заключение

Фазовая погрешность электродинамического осциллирующего счетчика существенно зависит не только от реактивности цепи напряжения, но и от вихревых токов, возбуждаемых в металлических частях конструкции и самой обмотке последовательной цепи, а также от межвитковых емкостей обмотки последовательной цепи. Остальные источники фазовой погрешности пренебрежимо малы.

Разработанный метод измерения составляющей фазовой погрешности электродинамического осциллирующего счетчика, вызванной вихревыми токами и межобмоточными емкостями последовательной цепи, позволяет правильно выбрать элементы конструкции счетчика и скомпенсировать эту погрешность реактивностью цепи напряжения. При этом возможна компенсация указанных фазовых погрешностей с точностью до  $0,1'$  (при частоте 50 *Гц*), что позволяет снизить погрешность установки для поверки образцовых счетчиков с  $\pm 0,1\%$  до  $\pm 0,06\%$ .

Измерение фазовой погрешности взаимной индуктивности между обмоткой последовательной цепи и якорем осциллирующего счетчика с погрешностью  $\pm 0,1'$  оказалось возможным путем сравнения с образцовой взаимной индуктивностью в дифференциальной схеме с учетом емкостей соединительных проводников, шунтирующих первичные и вторичные обмотки взаимных индуктивностей. При измерениях необходимо исключать влияние межконтурных токов описанным в статье методом.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Thomson Eihu, Oscillating Meter, The Electrician, v. 23, London, 1889, p. 60.
2. Седов П. Г., Счетчики электрической энергии, Энергоиздат, 1933.
3. Ошер И. Н., Установка для поверки образцовых однофазных электрических счетчиков, «Новые измерительные приборы и методы их поверки», вып. 9, Стандартгиз, 1961.
4. Ошер И. Н., Поверка ваттметров на постоянном токе методом суммирования напряжений, «Измерительная техника», № 12, 1961.
5. Смирнин Б. А., Справочник по радиотехнике, Госэнергоиздат, 1950.
6. Goetz C. P., Техническое описание астатического компаратора постоянного — переменного тока типа 467502.
7. Shoffer G., Hawkes H., Прецизионный компаратор постоянного — переменного тока для измерений мощности и напряжения, J. IEE, v. 93, p. II, № 34, август, 1946.
8. Левин М. И., Демидова Р. М., К вопросу о защите компенсационных измерительных цепей переменного тока. Научные доклады высшей школы, автоматика и телемеханика, № 2, 1959.
9. Butterworth S., Эффект емкости и вихревых токов во взаимных индуктивностях, Proceedings of Physical Society of London, т. 33, 1921, стр. 312—354.
10. Левинская Н. В., Метод определения фазовых погрешностей катушек взаимной индуктивности, ВИНТИ АН СССР и «Гостехника СССР», 1959.
11. Hartshorn L., Свойства образцовой взаимной индуктивности при звуковых частотах, Proceedings of Physical Society of London, т. 38, 1926, стр. 302—320.

Поступила в редакцию  
26/II 1962 г.

А. С. РУМЯНЦЕВ

ВНИИМ

## МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*В статье рассматриваются методы и аппаратура, разработанные для поверки в лабораторных условиях измерительных трансформаторов постоянного тока класса 0,5 при токах до 8 ка.*

Как известно, существует много методов измерения больших постоянных токов, которые могут быть применены для поверки измерительных трансформаторов. Остановимся на кратком рассмотрении лишь методов, обеспечивающих меньшую погрешность поверки и, следовательно, представляющих большой практический интерес.

В Свердловском филиале ВНИИМ для поверки измерительных трансформаторов постоянного тока применяется компенсационный метод с комбинированными мерами сопротивления [1], рассчитанными на номинальный первичный ток трансформатора. Результаты измерения большого тока поверяемым трансформатором сопоставляются с результатами измерения этого же тока с помощью комбинированной меры и потенциометра. Аппаратура позволяет производить поверку трансформаторов в условиях эксплуатации с погрешностью порядка  $\pm 0,15\%$  [2].

Фирмой AEG (ФРГ) разработан метод поверки измерительных трансформаторов постоянного тока с помощью дифференциального шунта [3]. Ветви шунта рассчитаны на номинальные значения соответственно первичного и вторичного токов поверяемого трансформатора. Сопротивления ветвей обратно пропорциональны значениям этих токов. При включении ветвей шунта в цепи токов разность падений напряжения на них, пропорциональная погрешности трансформатора, отсчитывается по гальванометру, подключенному к ветвям. По литературным данным погрешность метода поверки в лабораторных условиях менее 0,1%. Однако это значение погрешности следует считать преуменьшенным, так как ветви шунта обычно имеют различные нагрузочные характеристики, а температуры ветвей практически будут неодинаковы.

Для поверки измерительных трансформаторов постоянного тока с большим или меньшим успехом может быть использован любой метод точного измерения больших постоянных токов. В Ленинградском политехническом институте разработан метод измерения этих токов с использованием явления ядерного магнитного резонанса. Погрешность метода оказалась

порядка 0,1% [4]. Применение этого метода для поверки трансформаторов может привести к увеличению погрешности.

Для тех же целей автором статьи разработаны компенсационный и дифференциальный методы измерения и соответствующая аппаратура, которая при не меньшей точности, чем в случае рассмотренных выше методов, обеспечивает возможность непосредственного отсчета значения коэффициента поверяемого трансформатора или его погрешности. Аппаратура предназначена для поверки трансформаторов при токах до 8 кА в лабораторных условиях. При том и другом методах поверяемый трансформатор сравнивается с магнитным компаратором постоянного тока [5—7].

Магнитный компаратор используется в качестве образцового прибора. Его первичная обмотка имеет один виток большого сечения. Вторичная обмотка состоит из секций, каждая из которых равномерно распределена по всей окружности сердечников. Все секции в общей сложности имеют 1600 витков. Допустимый ток в секциях 6 А. Включением различных секций компаратора можно устанавливать значения коэффициентов, кратные 50 (до максимального значения 1600 включительно).

Источниками погрешности магнитных компараторов являются рассеяние в их обмотках, остаточное намагничивание (гистерезис) в материале сердечников, влияние внешних магнитных полей, а также непостоянство амплитуды и частоты переменного напряжения, питающего индикатор-компенсации м. д. с. в сердечниках компаратора.

Исследования магнитных компараторов с замкнутыми пермаллоевыми магнитопроводами показали [5, 6], что в лабораторных условиях их погрешность от указанных источников может не превышать нескольких тысячных долей процента. При исследовании изготовленного компаратора найдено, что его суммарная погрешность не превышает 0,01%.

Значительная часть необходимой поверочной аппаратуры (дифференциальные катушки сопротивления, отсчетный и нагрузочный магазин) спроектирована в КБ ВНИИМ под руководством Л. С. Левина и изготовлена на заводе «Эталон».

### Компенсационный метод

Принципиальная схема для поверки трансформаторов компенсационным методом, позволяющая отсчитывать значения их коэффициентов трансформации, изображена на рис. 1. Подобная схема успешно применялась для измерения малых сопротивлений при больших токах [8]. Первичные обмотки  $\omega_1$  поверяемого трансформатора  $Tp$  и магнитного компаратора  $K$  включены последовательно; по ним протекает первичный ток  $I_1$ . В эту же цепь включено рассчитанное на большой ток сопротивление  $r_1$ .

Измерения выполняются следующим образом. Предварительно переключатели  $P_1$  и  $P_2$  приводят в положение 1, а переключателем на магнитном компараторе включают витки  $\omega_2$  его вторичной обмотки в количестве, равном числу витков вторичной обмотки поверяемого трансформатора. При этом коэффициент деления магнитного компаратора будет равен номинальному значению коэффициента поверяемого трансформатора. На делителе напряжения  $r_d$ , который вместе со штепсельным магазином  $r_m$  шунтирует образцовую катушку сопротивления  $r_0$ , устанавливается отсчет, также численно равный номинальному значению коэффициента поверяемого трансформатора. Регулируя вторичный ток  $I_2$  компаратора с помощью реостата  $r_p$ , при заданном первичном токе компенсируют м. д. с. в сердечниках компаратора, что обнаруживается по нулевому показанию индикатора компенсации  $I$ . Одновременно с помощью штепсельного магазина в делителе напряжения устанавливают такой рабочий



ток, при котором наблюдается нулевое показание гальванометра  $G$ . В результате этих операций делитель будет подготовлен к измерениям.

Далее измеряют коэффициент поверяемого трансформатора. Переключатели  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  приводятся в положение 2 и при заданном значении сопротивления нагрузочного магазина  $r_n$  включают питание вторичной цепи поверяемого трансформатора. Регулируя участок  $r$  делителя при неизменном сопротивлении штепсельного магазина, снова получают нулевое показание гальванометра. При этом отсчет по делителю будет равен коэффициенту поверяемого трансформатора.

В качестве делителя напряжения в схеме используются декады сопротивления низкоомного потенциометра класса 0,01 или 0,02. В качестве

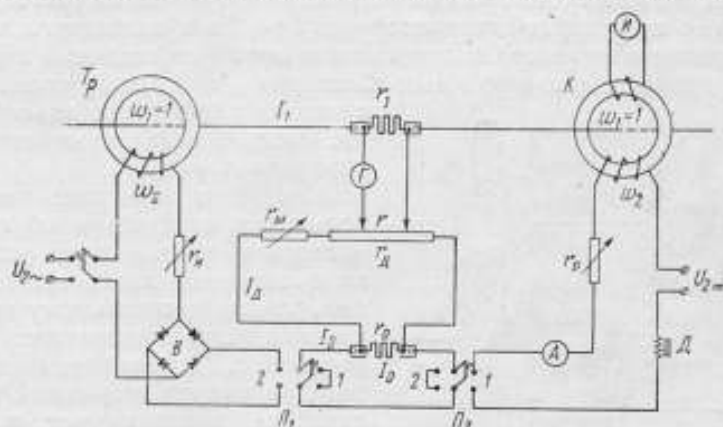


Рис. 1. Схема компенсационного метода проверки измерительных трансформаторов постоянного тока.

$A$  — контрольный амперметр;  $B$  — выпрямительный мост поверяемого трансформатора;  $L$  — дроссель для погашения гармоник переменного тока.

сопротивления, рассчитанного на большой ток первичной цепи, используется калиброванный шунт. Сопротивление этого шунта зависит от силы тока в нем, поэтому при каждом значении первичного тока в поверяемом трансформаторе все измерительные операции повторяются заново.

Возможность получения непосредственного отсчета значения коэффициента поверяемого трансформатора по делителю напряжения очевидна из следующего. При переключателях  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ , находящихся в положении 2, и отсутствии тока в гальванометре падения напряжения на шунте и на участке  $r$  делителя будут равны. В этом случае будут верны соотношения

$$I_1 r_1 = I_2 r; \quad I_2 = I_0 + I_x; \quad I_x (r_d + r_n) = I_0 r_0,$$

где  $r_d$  и  $r$  — сопротивления соответственно делителя и его участка;  $r_n$  — сопротивление образцової катушки;  $r_x$  — сопротивление штепсельного магазина, в которое входит и сопротивление соединительных проводников.

Из приведенных соотношений в результате простых алгебраических преобразований можно получить выражение для коэффициента поверяемого трансформатора

$$K_T = \frac{I_1}{I_2} = \frac{r_0}{(r_d + r_n + r_0) r_1} r. \quad (1)$$

Если постоянный множитель при  $r$  в правой части выражения (1) будет равен  $1 \cdot 10^n$ , где  $n$  — нуль или целое число, то коэффициент трансформатора будет соответственно равен или кратен значению сопротивления  $r$ .

В этом случае делитель может быть легко проградуирован в значениях коэффициента поверяемого трансформатора. Указанное значение множителя при  $r$  обеспечивается выбором соответствующего сопротивления штепсельного магазина. Последнее может быть определено расчетом или экспериментально. Практически выбор такого сопротивления осуществляется указанными выше подготовительными операциями, выполняемыми при находящихся в положении  $I$  переключателях.

### Дифференциально-нулевой метод

Принципиальная схема для проверки трансформаторов этим методом с непосредственным отсчетом их погрешности изображена на рис. 2. Первичные обмотки  $\omega_1$  поверяемого трансформатора  $T$  и магнитного компаратора  $K$  включены последовательно и по ним протекает заданный первичный ток  $I_1$ . Протекающие по вторичным обмоткам  $\omega_2$  токи  $I_T$  и  $I_K$  сравниваются

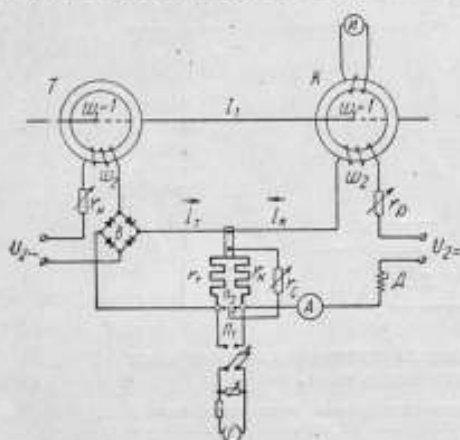


Рис. 2. Схема дифференциально-нулевого метода проверки измерительных трансформаторов постоянного тока.

$A, B$  и  $D$  — те же, что и на рис. 1.

с помощью дифференциальной катушки, имеющей одинаковые ветви сопротивления  $r_T$  и  $r_K$ . Измерения по схеме рис. 2 выполняются следующим образом. На магнитном компараторе устанавливают значение коэффициента деления, равное номинальному значению коэффициента поверяемого трансформатора. При заданном первичном токе, регулируя вторичный ток компаратора, компенсируют м. д. с. в его сердечниках, что обнаруживается по нулевому показанию индикатора  $H$ . Затем, при заданном сопротивлении нагрузочного магазина  $r$ , включают питание вторичной цепи поверяемого трансформатора. Переключателем  $P_1$  подключают к ветвям катушки гальванометр  $G$ , а переключателем  $P_2$  — отсчетный магазин  $r_c$ .

подключают к ветви катушки с большим током. С помощью отсчетного магазина получают нулевое показание гальванометра. При этом отсчет по магазину будет равен погрешности поверяемого трансформатора в процентах.

Возможность непосредственного отсчета погрешности поверяемого трансформатора на магазине очевидна из изложенного ниже.

Относительная погрешность трансформатора выражается так:

$$\delta_r = \frac{K_T - K_K}{K_T}, \quad (2)$$

где  $K_T$  — коэффициент поверяемого трансформатора;

$K_K$  — коэффициент деления магнитного компаратора, равный номинальному значению коэффициента поверяемого трансформатора.

Для схемы, изображенной на рис. 2, в которой отсчетный магазин шунтирует ветвь  $r_K$  дифференциальной катушки, при нулевых показаниях индикатора  $H$  и гальванометра  $G$  будут верны следующие соотношения:

$$K_T = \frac{I_1}{I_T}; \quad K_K = \frac{I_1}{I_K}; \quad I_T r_T = I_K r_K, \quad (3)$$

где

$$r'_k = \frac{r_k r_c}{r_k + r_c};$$

$r_r$  и  $r_k$  — сопротивления ветвей дифференциальной катушки;  
 $r_c$  — сопротивление магазина с соединительными проводниками.

С помощью соотношений (3) путем простых алгебраических преобразований выражение (2) может быть приведено к виду:

$$\delta_r = \frac{I_k - I_r}{I_k} = \frac{(r_k + r_c) r_r - r_k r_c}{(r_k + r_c) r_r}. \quad (4)$$

Если сопротивления ветвей катушки равны, т. е. если  $r_r = r_k = r$ , то

$$\delta_r = \frac{r}{r + r_c}, \quad (5)$$

откуда

$$r_c = \frac{1 - \delta_r}{\delta_r} r. \quad (6)$$

Из выражения (6) видно, что при данном значении сопротивления ветви дифференциальной катушки каждому значению погрешности поверяемого трансформатора соответствует вполне определенное сопротивление магазина, т. е. отсчетный магазин может быть отградуирован в значениях погрешности поверяемых трансформаторов, выраженных в процентах.

Используемые в схеме рис. 2 дифференциальные катушки сопротивления, а также отсчетный и нагрузочный магазины являются специально изготовленными узлами аппаратуры. Устройство дифференциальной катушки сопротивления типа КД видно из рис. 3. Один токовый и один потенциальный зажимы являются общими для обеих ветвей катушки. Равные по сопротивлению ветви катушки выполнены из одинакового манганина и размещены параллельно на одном каркасе. Каркас с ветвями сопротивления помещен в кожух с маслом. Этими мерами обеспечиваются одинаковые температурные условия для обеих ветвей. По оси катушек установлены мешалки для масла. Внешний вид четырех катушек представлен на рис. 4. Их технические данные приведены в таблице. Указанные в таблице

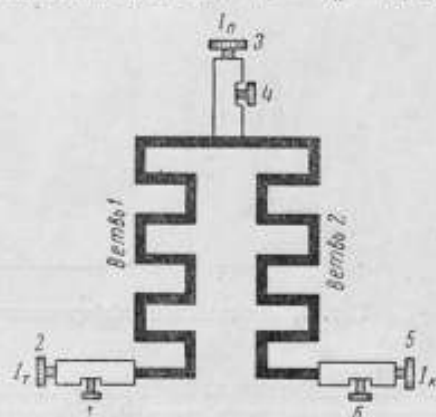


Рис. 3. Принципиальная схема дифференциальной катушки сопротивления типа КД.

1, 4, 6 — потенциальные зажимы; 2, 3, 5 — токовые зажимы;  $I_0$  — полный ток в дифференциальной катушке.

Технические данные катушки	Тип катушки			
	КД-4	КД-1	КД-2	КД-3
Номинальное сопротивление одной ветви, ом	10,0	1,0	0,1	0,01
Номинальный ток в ветви, а	1,0	5,0	5,0	5,0
Номинальная мощность одной ветви, вт	10,0	25,0	2,5	0,25
Номинальная мощность катушки, вт	20,0	50,0	5,0	0,5
Отклонение среднего значения сопротивления ветвей от номинального значения, %	-0,025	±0,05	+0,02	-0,05
Разность значений сопротивления ветвей после подгонки, %	0,005	0,01	0,005	0,005

отклонения и разности значений сопротивлений являются максимальными во всем диапазоне значений токов в катушках от 0 до 120% номинального.

Схема шестидекадного отсчетного магазина типа МП-2 изображена на рис. 5, а его внешний вид — на рис. 6. Декады и сопротивления в декадах магазина соединены параллельно. Сопротивления всех декад, кроме

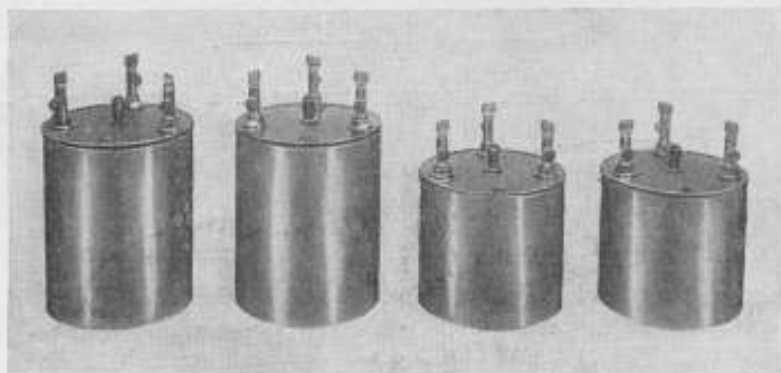


Рис. 4. Внешний вид дифференциальных катушек сопротивления типа КД.

шестой, выполнены бифилярно. Магазин градуирован в значениях погрешности поверяемых трансформаторов и пригоден для измерения с любой из четырех дифференциальных катушек. С катушкой 0,01 ом целые проценты погрешности трансформатора отсчитываются по первой декаде, десятые доли процента — по второй декаде и т. д. С катушкой 0,1 ом

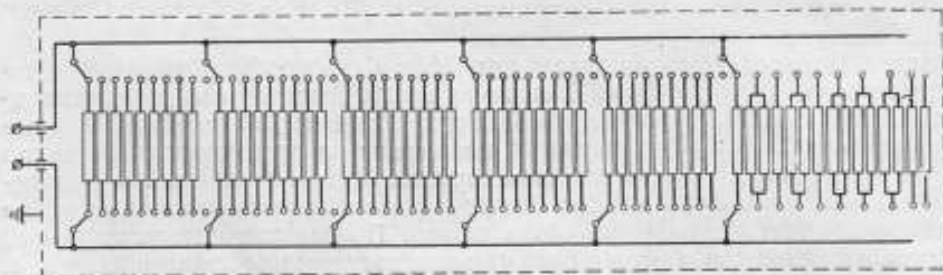


Рис. 5. Схема магазина типа МП-2 для отсчета погрешности поверяемых трансформаторов.

целые проценты погрешности трансформатора отсчитываются по второй декаде, десятые доли процента — по третьей декаде и т. д. Погрешность магазина, обусловленная шунтирующим влиянием сопротивлений в его схеме, а также тем, что магазин применяется с катушками различного номинального сопротивления, не превышает 2%, поэтому с помощью магазина можно получить надежный двухзначный отсчет погрешности поверяемых трансформаторов.

Для проверки трансформаторов при различных активных нагрузках в их вторичной цепи в пределах  $10 \div 60$  в-а изготовлен безындуктивный нагрузочный магазин типа МН-1 на ток до 1,2 а (рис. 7).

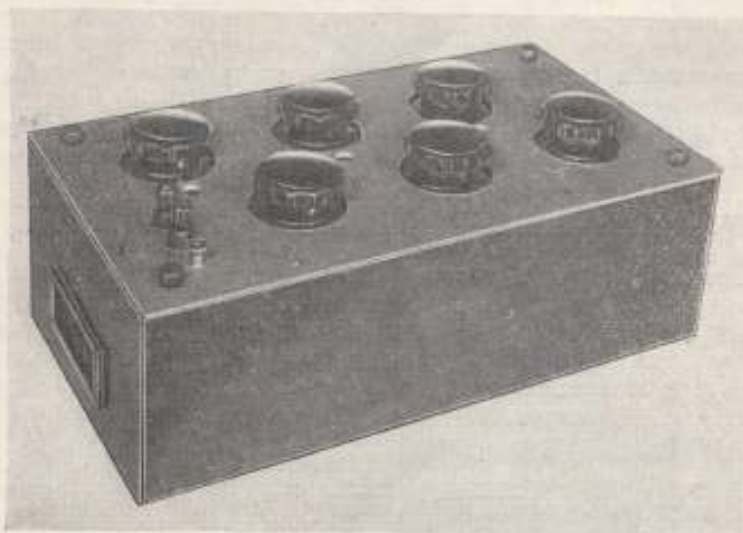


Рис. 6. Внешний вид шкафа типа МП-2 для отчета погрешности поверяемых трансформаторов.

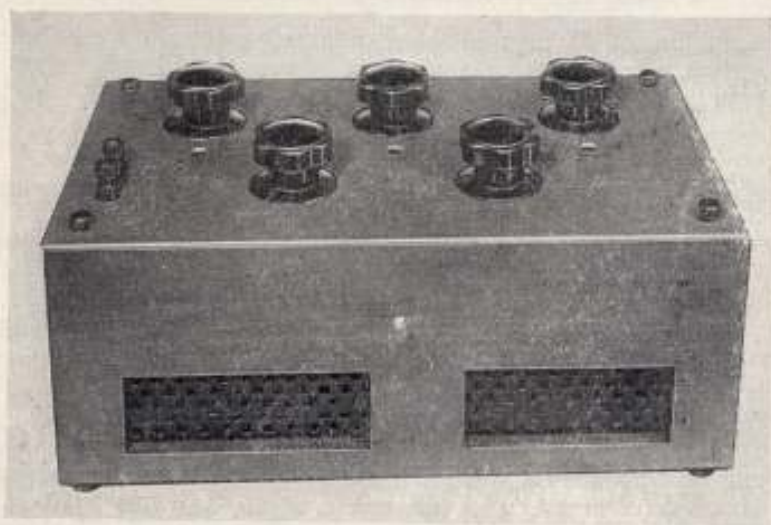


Рис. 7. Внешний вид нагрузочного шкафа типа МН-1.

### Погрешности методов

Аппаратура, применяемая для осуществления обоих методов поверки трансформаторов, была исследована по узлам. Как уже было сказано, основная погрешность магнитного компаратора (погрешность значений его коэффициентов) не превышает 0,01%. Погрешность делителя напряжения, в качестве которого использовались измерительные декады низкочастотного потенциометра типа ПН-4, не превышает 0,015% (если в отсчете участвуют все его декады). Погрешность дифференциальных катушек указана в таблице. Погрешность отсчетного магазина не превышает 2%.

#### Основная погрешность компенсационного метода

Погрешность метода обусловлена в основном погрешностями магнитного компаратора и делителя напряжения. При измерениях этим методом магнитный компаратор и делитель напряжения используются дважды: при регулировке схемы рис. 1 перед измерением и при выполнении самого измерения, заключающегося в получении отсчета по делителю напряжения. Максимальная относительная погрешность компенсационного метода поверки трансформаторов будет

$$\frac{\Delta K_T}{K_T} = 2 \left( \frac{\Delta K_K}{K_K} + \frac{\Delta r}{r} \right), \quad (7)$$

где  $r$  — отсчет по делителю напряжения.

Подставляя в выражение (7) значение погрешностей, получим

$$\frac{\Delta K_T}{K_T} \cdot 100 = 0,05\%.$$

#### Основная погрешность дифференциально-нулевого метода

Из соотношений (3) путем простых алгебраических преобразований можно получить следующее выражение для коэффициента поверяемого трансформатора:

$$K_T = K_K \frac{r_T}{r_K} \left( 1 + \frac{r_K}{r_C} \right). \quad (8)$$

Воспользуемся выражением (8) для приближенной оценки погрешности дифференциально-нулевого метода поверки трансформаторов

$$K_T = K_K \frac{r_T}{r_K} + K_T \frac{K_K}{K_T} \cdot \frac{r_T}{r_C}. \quad (9)$$

Второе слагаемое в этом выражении можно преобразовать. Для этого предположим, что сопротивления ветвей катушки подогнаны к одному значению, тогда

$$K_T = K_K + K_K \frac{r_T}{r_C}. \quad (10)$$

Так как коэффициент  $K_K$  равен номинальному значению коэффициента поверяемого трансформатора, то второе слагаемое выражения (10) является поправкой к действительному значению коэффициента  $K_T$ . Поэтому абсолютная погрешность трансформатора будет:

$$\eta = -K_K \frac{r_T}{r_C}. \quad (11)$$

Абсолютная погрешность может быть выражена также через относительную  $\delta$ ,

$$\eta = \delta_T K_T. \quad (12)$$

Из сопоставления выражений (11) и (12) получим

$$\frac{K_k}{K_T} \cdot \frac{r_T}{r_c} = -\delta_T;$$

подставляя это равенство в выражение (9), получим

$$K_T = K_k \frac{r_T}{r_k} - K_T \delta_T,$$

откуда

$$K_T = K_k \frac{r_T}{r_k} \cdot \frac{1}{1 + \delta_T}. \quad (13)$$

Из выражения (13) с учетом того, что  $\delta_T \ll 1$ , получим выражение максимальной относительной погрешности дифференциально-нулевого метода проверки трансформаторов

$$\frac{\Delta K_T}{K_T} = \frac{\Delta K_k}{K_k} + \frac{\Delta r_T}{r_T} + \frac{\Delta r_k}{r_k} + \Delta \delta_T. \quad (14)$$

В выражении (14) второе и третье слагаемые являются погрешностями ветвей дифференциальной катушки, обусловленными неравенством сопротивлений ветвей. За эти погрешности примем отклонения значений сопротивлений ветвей от их среднего значения. Согласно таблице разность сопротивлений ветвей катушки не превышает 0,01% и, следовательно, отклонение значений сопротивлений ветвей от их среднего значения не превышает 0,005%.

Четвертое слагаемое в выражении (14) является погрешностью отсчетного устройства, образованного ветвью дифференциальной катушки с подключенным к ней отсчетным магазином. За погрешность ветви примем отклонение среднего значения сопротивлений ветвей катушки от номинального значения их сопротивления, применительно к которому рассчитано сопротивление отсчетного магазина. Согласно таблице это отклонение не превышает 0,05%. Значение слагаемого  $\Delta \delta_T$  оценим, продифференцировав выражение (5) с учетом того, что  $r \ll r_c$  и  $\Delta r \ll \Delta r_c$ :

$$\frac{\Delta \delta_T}{\delta_T} \approx \frac{\Delta r}{r} + \frac{\Delta r_c}{r_c} \approx 0,02,$$

откуда  $\Delta \delta_T = 0,02\delta_T$ .

Подставляя значение всех погрешностей в выражение (14), получим

$$\frac{\Delta K_T}{K_T} = 0,0002 + 0,02\delta_T. \quad (15)$$

Как видно из выражения (15), погрешность измерений дифференциально-нулевым методом зависит от величины измеряемой погрешности проверяемого трансформатора. При изменении последней от 0 до 3% (максимальное, представляющее практический интерес значение погрешности трансформаторов) погрешность метода изменяется соответственно в пределах от 0,02 до 0,08%.

Из выражения (15) можно также заключить, что значительная и непостоянная доля погрешности дифференциально-нулевого метода обусловлена погрешностью отсчетного магазина. Как показывает расчет, последняя может быть уменьшена приблизительно в два раза. С таким магазином погрешность дифференциально-нулевого метода не превысит погрешности компенсационного метода.

При проверке любых трансформаторов постоянного тока описанными методами дополнительная погрешность обусловлена нестабильностью переменного напряжения, питающего как вторичную цепь поверяемого трансформатора, так и индикатор компенсации м. д. с. в сердечниках магнитного компаратора. Однако эта погрешность мала. В случае стабилизации напряжения она практически не ощущается.

Если трансформатор осуществлен по схеме с последовательным соединением вторичных обмоток, то источником дополнительной погрешности при его проверке является также наличие в первичной цепи трансформатора и магнитного компаратора четных гармоник переменного тока. Эти гармоники наводятся из вторичной цепи поверяемого трансформатора. Так как правая и левая части схемы дифференциального магнитного усилителя, являющегося индикатором компенсации м. д. с. в сердечниках магнитного компаратора, практически одинаковы, то влияние гармоник на магнитный компаратор незначительно. В основном гармоники в первичной цепи влияют на измеряемое значение коэффициента самого поверяемого трансформатора. Обусловленная гармониками погрешность проверки трансформаторов с последовательно включенными вторичными обмотками достигает нескольких десятых долей процента и даже 1%. В этом случае необходимо принимать меры к уменьшению амплитуды гармоник. Значительное уменьшение влияния гармоник на погрешность проверки (в несколько раз) достигается увеличением активного сопротивления первичной цепи поверяемого трансформатора. При этом требуется увеличение напряжения источника питания первичной цепи. Более эффективным оказывается включение в первичную цепь дросселя, рассчитанного на большой ток. Как показали исследования, с применением такого дросселя погрешность проверки от влияния гармоник переменного тока не превышает 0,05%. Для уменьшения амплитуды гармоник во вторичной цепи магнитного компаратора в нее также включается дроссель.

Если первичная цепь поверяемого трансформатора питается выпрямленным током, то независимо от схемы трансформатора в этой цепи будут гармоники переменного тока, величину которых необходимо уменьшить указанными способами.

### Заключение

Для проверки измерительных трансформаторов постоянного тока разработаны компенсационный и дифференциально-нулевой методы и необходимая аппаратура. Последняя обеспечивает возможность непосредственного отсчета значения коэффициента поверяемого трансформатора (в случае применения компенсационного метода) или значения погрешности этого коэффициента (в случае применения дифференциально-нулевого метода). Магнитный компаратор постоянного тока рассчитан для проверок при токах до 8 ка. Принципиально такая же аппаратура может быть изготовлена на ток до 20 ка или более.

Основная погрешность компенсационного метода не превышает 0,05%. Погрешность дифференциально-нулевого метода зависит от величины измеряемой погрешности поверяемого трансформатора, но не превышает 0,08%.

Дополнительная погрешность разработанных методов, обусловленная нестабильностью питающего переменного напряжения и наличием гармоник переменного тока в первичной цепи поверяемого трансформатора, может быть уменьшена до 0,05%.



Таким образом, полные максимальные погрешности компенсационного и дифференциально-нулевого методов не превысят соответственно 0,1 и 0,13%.

Сопоставление методов показывает, что компенсационный метод несколько точнее, а дифференциально-нулевой более удобен, так как обеспечивает возможность непосредственного отсчета значения погрешности поверяемого трансформатора.

Практически оба метода следует считать равноценными и вполне применимыми для поверки измерительных трансформаторов постоянного тока класса 0,5.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рудый Н. М., Чухланцев А. А., Повышение точности мер малого сопротивления, «Измерительная техника», № 5, 1957.
2. Чухланцев А. А., Испытание измерительных устройств типа И58 и И505, Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.
3. Крэйгер W., Prüfung des Gleichstrommesswandlers und seine Fehlerkompensation, AEG — Mitteilungen, H.5, 1939.
4. Шрайков Е. Г., Спектор С. А., Некоторые применения я. м. р. в электроизмерительной технике, «Вестник приборостроения», № 1, 1959.
5. Михайлова Е. К., Дроссельный делитель для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, «Электричество», № 8, 1951.
6. Михайлова Е. К., Реакторный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1953.
7. Михайлова Е. К., Исследование погрешностей шунтов на большие постоянные токи, «Вестник электропромышленности», № 1, 1953.
8. Румянцев А. С., Новая аппаратура для измерения малых сопротивлений с помощью магнитного компаратора постоянного тока, Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), 1961.

Поступила в редакцию

2/IV 1962 г.

А. З. ВЕКСЛЕР, Б. В. ЗАХАРОВ

Свердловский филиал ВНИИМ

### ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНОГО КОМПАРАТОРА ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

*В статье рассмотрен принцип действия магнитного компаратора переменного тока с питанием компенсационной обмотки от сети. Дана оценка погрешностей от неполной компенсации магнитного потока в сердечниках и от влияния внешних полей. Приведены результаты экспериментального исследования компаратора.*

В настоящее время при проверке измерительных трансформаторов переменного тока все чаще используется метод с применением магнитного компаратора. Действие магнитного компаратора основано на принципе компенсации магнитных потоков, создаваемых измеряемым и вспомогательным (компенсационным) токами.

Основным элементом компаратора является замкнутый магнитопровод с несколькими обмотками. В момент компенсации магнитных потоков м. д. с., вызываемые токами в первичной и вторичной (компенсационной) обмотках компаратора, равны по величине и направлены в противоположные стороны. При этом измеряемый ток в первичной обмотке может быть определен путем умножения тока во вторичной обмотке на коэффициент компаратора, равный отношению числа витков вторичной к числу витков первичной обмотки. Для определения момента компенсации на магнитопроводе компаратора имеется вспомогательная (индикаторная) обмотка, в которой при наличии остаточного потока индуцируется э. д. с. Равенство э. д. с. нулю в индикаторной обмотке свидетельствует о наличии компенсации потоков.

При применении компаратора в поверочной практике последний играет роль образцового трансформатора. В этом случае номинальный коэффициент компаратора должен быть равен номинальному коэффициенту трансформации поверяемого трансформатора.

Варианты метода проверки при помощи компаратора отличаются друг от друга способом питания компенсационных обмоток. Возможны случаи, когда компенсационные обмотки частично или полностью питаются от вторичной обмотки поверяемого трансформатора, от специального вспомогательного трансформатора, включенного в цепь первичного тока, и др. В литературе описан метод проверки трансформаторов тока при помощи дифференциального кольца [1], а также метод проверки с помощью компаратора тока и вспомогательной электрической цепи [2].

При питании компенсационных обмоток компаратора от вторичной обмотки поверяемого трансформатора последний нагружается относительно большим сопротивлением обмотки компаратора. С увеличением номинального первичного тока это сопротивление возрастает, что не дает возможности поверять трансформатор при малых сопротивлениях нагрузки, составляющих доли и даже единицы ома.

Применение вспомогательного трансформатора для питания компенсационных обмоток приводит к усложнению устройства, размер и вес которого возрастают при переходе к большим токам.

По сравнению с упомянутыми вариантами компаратор с питанием компенсационной обмотки от сети имеет существенные преимущества. Он действует по-

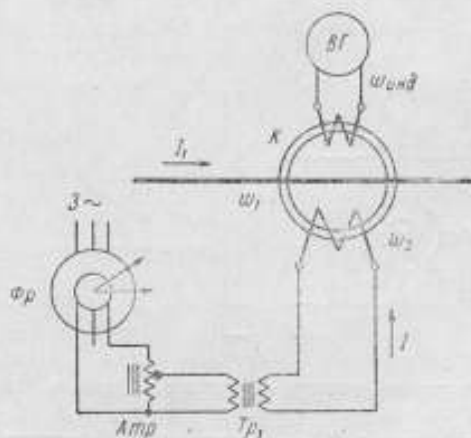


Рис. 1. Принципиальная схема компаратора. Роль первичной обмотки на рисунке играет линейный проводник, т. е.  $w_1 = 1$ .

добно прибору для измерения большого постоянного тока, разработанному ВНИИМ [3].

Принципиальная схема компаратора представлена на рис. 1, а соответствующая упрощенная векторная диаграмма — на рис. 2.

При прохождении по обмотке  $w_1$  компаратора  $K$  первичного тока  $I_1$ , а по обмотке  $w_2$  — тока  $I$ , магнитный поток  $\Phi$  в его сердечнике, связанный с результирующей м. д. с.  $I_0 w_1$ , компенсируется путем регулирования тока  $I$  по величине и по фазе при помощи вспомогательного трансформатора  $Tr_1$ , автотрансформатора  $Атр$  и фазорегулятора  $Фр$ . О компенсации судят по нулевому показанию вибрационного гальванометра  $ВГ$  (или иного нулевого прибора), включенного в цепь индикаторной обмотки  $w_{инд}$ . При отсутствии магнитного потока в сердечнике, т. е. в момент компенсации м. д. с., должно выполняться равенство

$$I_1 = -\frac{I w_2}{w_1} \quad (1)$$

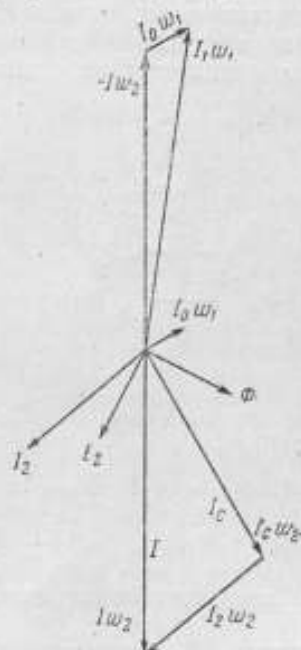


Рис. 2. Упрощенная векторная диаграмма компаратора.

$I_1 w_1$  и  $I_2 w_2$  — м. д. с. от первичного и вторичного тока соответственно;  $I_0 w_1$  — м. д. с. от вторичного тока;  $I_0 w_1$  — результирующая м. д. с.;  $E_1$  — э. д. с. во вторичной обмотке;  $E_2$  — составляющая тока во вторичной обмотке, вызываемая э. д. с.  $E_1$ ;  $I_0$  — составляющая тока во вторичной обмотке  $w_2$ , вызываемая э. д. с.  $E$  внешнего источника ( $Tr_1$ ).

При рассмотрении всего процесса компенсации, начиная с того момента, когда э. д. с. вспомогательного источника ( $Tr_1$ ) была равна нулю, во вторичной цепи компаратора  $w_2$  можно наблюдать постепенный переход от значения тока  $I_2$ , соответствующего работе прибора как измерительного трансформатора, до значения  $I$ , определяемого соотношением (1). При этом, по мере увеличения внешней э. д. с., мощность, отбираемая от компаратора и затрачиваемая в цепи обмотки  $w_2$ , уменьшается. Следует отметить, что различие между токами  $I_2$  и  $I$  весьма невелико, поэтому даже значительные колебания напряжения вспомогательного источника не приводят к заметным изменениям отношения  $I_2/I$ . Это означает, что колебания напряжения слабо влияют на равновесие схемы. Последнее

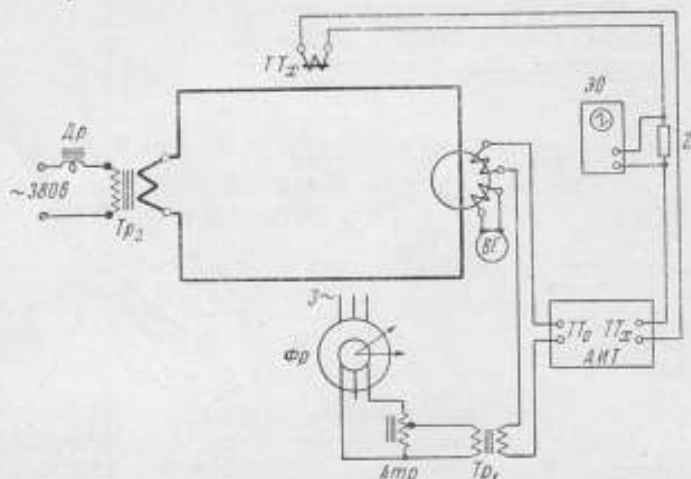


Рис. 3. Схема установки для проверки трансформатора переменного тока с помощью компаратора.

$Dr$  — дроссель;  $Tr_2$  — понижающий трансформатор;  $TT_x$  — проверяемый трансформатор тока;  $BG$  — вибрационный гальванометр;  $EO$  — электронный осциллограф;  $AIT$  — дифференциально-нулевой прибор для проверки трансформаторов;  $Z$  — безреактивное сопротивление.

обстоятельство является большим преимуществом компаратора, позволяющим использовать его при поверках трансформаторов высокого класса точности. При этом оказывается возможным применение обычного лабораторного оборудования (фазорегулятора и автотрансформатора) без каких-либо дополнительных устройств для повышения плавности регулирования.

Мощность трансформатора  $Tr_1$ , а следовательно, автотрансформатора  $Atr$  и фазорегулятора  $Phr$ , применяемых для питания компаратора  $K$ , рассчитанного на  $10-15$  ка, не превышает  $150-250$  ва. Напряжение вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$  не превышает  $20-30$  в.

Полная схема установки для проверки трансформатора при помощи компаратора  $K$  и дифференциально-нулевого прибора типа  $AIT$  приведена на рис. 3.

С целью экспериментального исследования процессов, имеющих место в компараторе, были произведены измерения токовой и угловой погрешностей трансформатора тока с номинальными коэффициентами трансформатора 1500/5, поставленного в режим работы компаратора; для этого в цепь вторичной обмотки трансформатора была введена внешняя э. д. с., регулируемая по величине и по фазе.

Измерения производились для двух случаев при первичном токе, равном 10% от номинального:

1) внешняя э. д. с.  $E_n$  (0,17 в) меньше э. д. с.  $E_2$ , необходимой для уравновешивания падения напряжения во вторичной цепи (0,33 в);  $E_n$  постоянна по величине и плавно изменяется по фазе в пределах от 0 до  $360^\circ$ ;

2) внешняя э. д. с.  $E_n$  (0,5 в) больше э. д. с. вторичной цепи при тех же условиях.

Результаты измерений представлены графически на рис. 4 ( $E_n < E_2$ ) и рис. 5 ( $E_n > E_2$ ). На этих же рисунках приведены результаты теоретического расчета погрешностей исследуемого трансформатора для условий, имевших место при измерениях. Расчет был сделан графическим способом. Как видно из приведенных рисунков, погрешности остаются небольшими.

Если напряжение на зажимах вторичной цепи трансформатора тока, работающего в режиме компаратора, регулируется по величине и по фазе, то его токовая и угловая погрешности определяются величиной и фазой результирующей м. д. с.

Одним из источников погрешностей компаратора является ограниченная чувствительность индикатора компенсации, вследствие этого при нулевом показании индикатора в сердечнике компаратора остается некомпенсированный магнитный поток  $\Phi$  и, следовательно, результирующая м. д. с.  $I_0 \omega_1$  в магнитопроводе не равна нулю; при этом в индикаторе протекает ток  $I_n$ , вызывающий добавочную м. д. с. Оценка влияния этого источника погрешности приведена ниже.

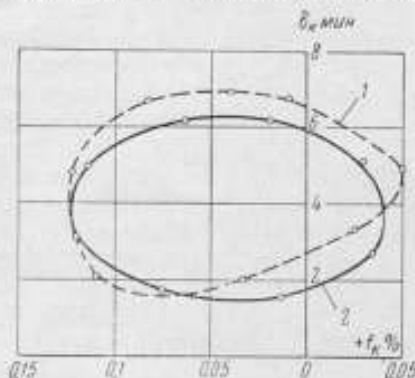


Рис. 4. Кривые погрешностей компаратора при  $E_n < E_2$ .

1 — теоретическая, 2 — экспериментальная,  $\delta_k$  — угловая погрешность компаратора;  $I_k$  — погрешность коэффициента.

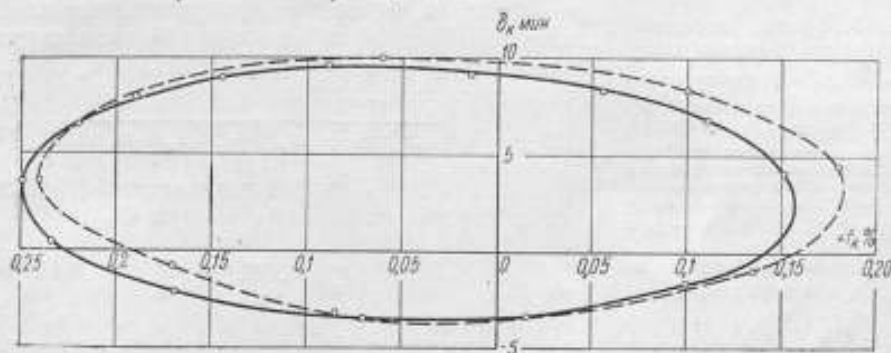


Рис. 5. Кривые погрешностей компаратора при  $E_n > E_2$ .

1 — теоретическая, 2 — экспериментальная.

На рис. 6 представлена полная векторная диаграмма компаратора тока с учетом м. д. с.  $I_n \omega_n$  от тока в индикаторной обмотке, замкнутой на вибрационный гальванометр.

Из векторной диаграммы на рис. 6 следует, что искомые погрешности определяются вектором результирующей м. д. с.  $A \omega_2$ . В зависимости от величины и направления вектора  $I_n \omega_n$ , которые можно изменять при помощи автотрансформатора  $A_{тр}$  и фазорегулятора  $\Phi_r$ , фаза вектора  $A \omega_2$  может изменяться в пределах от 0 до  $360^\circ$ .

Величина э. д. с.  $E_2$  (см. рис. 6), индуцируемой во вторичной обмотке остаточным магнитным потоком, зависит от порога чувствительности индикаторного прибора, а фаза  $E_2$  в случае применения приборов типа вибрационного гальванометра или лампового вольтметра остается неопределенной. В этих условиях возможно оценить только предельные значения погрешностей компаратора.

Определим максимальные значения токовой и угловой погрешностей компаратора при условии, что вектор  $A\omega_2$  изменяет свою фазу от 0 до  $360^\circ$ .

Так как при такой постановке задачи во внимание должны приниматься только модули комплексных величин, то

$$\Phi = \frac{I_0 \omega_1}{z_m}, \quad (2)$$

где  $z_m$  — модуль комплексного магнитного сопротивления сердечника.

Полная погрешность компаратора  $\lambda_k$  является комплексным числом

$$\lambda_k = f_k + j\delta_k,$$

ее составляющие равны

$$\left. \begin{aligned} f_{k \max} &= \frac{A\omega_2}{I_1 \omega_1} \cdot 100\% \\ \delta_{k \max} &= \frac{A\omega_2}{I_1 \omega_1} \cdot 3440' \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $f_k$  — погрешность коэффициента;  $\delta_k$  — угловая погрешность.

Учитывая, что активное сопротивление индикаторной обмотки во много раз больше индуктивного и  $I_n \omega_n$  практически совпадает по направлению с  $E_n$ , имеем

$$A\omega_2 = \sqrt{(I_0 \omega_1)^2 + (I_n \omega_n)^2 + 2I_0 I_n \omega_1 \omega_n \sin \psi}. \quad (4)$$

Выразим  $I_n$  и  $I_0$  через напряжение на зажимах вибрационного гальванометра  $U_{BG}$ :

$$I_n = \frac{U_{BG}}{z_{BG}}, \quad (5)$$

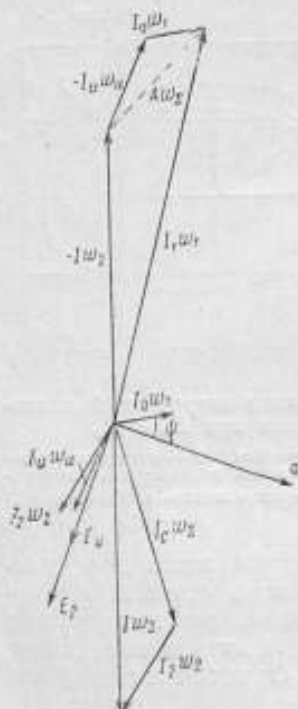


рис. 6. Полная векторная диаграмма компаратора.

$E_n$  — э. д. с., индуцируемая потоком  $\Phi$  в индикаторной обмотке;  $A\omega_2$  — м. д. с., определяющая погрешности компаратора от неполной компенсации потока в магнитопроводе;  $I_n \omega_n$  — м. д. с. от тока в индикаторной обмотке;  $\psi$  — угол потерь.

Остальные обозначения те же, что и на рис. 2.

где  $z_{BG}$  — модуль полного сопротивления вибрационного гальванометра. Так как

$$E_n = \omega \omega_n \Phi$$

и

$$E_n \approx U_{BG} + I_n z_n$$

(где  $z_n$  — модуль комплексного сопротивления индикаторной обмотки совместно с подводными проводами), а  $\omega$  — круговая частота, то, согласно формулам (2) и (5),

$$I_0 = \frac{U_{BG} z_{об} z_n}{\omega \omega_1 \omega_n z_{BG}},$$

где

$$z_{об} = z_{BG} + z_n.$$

Тогда в соответствии с формулами (3) и (4)

$$\left. \begin{aligned} I_{\kappa \max} &= \frac{U_{\text{ВГ}}}{z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1} \sqrt{\left(\frac{z_M z_{\text{об}}}{\omega \omega_n}\right)^2 + \omega_n^2 + \frac{2 \sin \psi z_M z_{\text{об}}}{\omega} \cdot 100\%} \\ \delta_{\kappa \max} &= \frac{U_{\text{ВГ}}}{z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1} \sqrt{\left(\frac{z_M z_{\text{об}}}{\omega \omega_n}\right)^2 + \omega_n^2 + \frac{2 \sin \psi z_M z_{\text{об}}}{\omega} \cdot 3440'} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Практически угол потерь  $\psi$  может принимать значения от 0 до  $50^\circ$ . Если принять  $\psi = 90^\circ$ , то модуль погрешности компаратора будет

$$|\lambda_{\kappa}| < \frac{z_M U_{\text{ВГ}} z_{\text{об}}}{\omega \omega_n z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1} + \frac{\omega_n U_{\text{ВГ}}}{z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1} \quad (7)$$

Подставляя в формулы (6) и (7) значение напряжения, соответствующее порогу чувствительности вибрационного гальванометра (или иного индикаторного прибора), можно произвести оценку погрешностей от неполной компенсации магнитного потока в сердечнике компаратора.

Задаваясь определенными значениями, можно найти необходимый порог чувствительности индикаторного прибора.

Из приведенных соотношений (7) видно, что функция  $|\lambda_{\kappa}|$  имеет минимум, определяемый условием

$$\frac{d|\lambda_{\kappa}|}{d\omega_n} = \frac{-\frac{A^2}{\omega_n^3} + B^2 \omega_n}{\sqrt{\left(\frac{A}{\omega_n}\right)^2 + (B\omega_n)^2 + C}} = 0, \quad (8)$$

где

$$A = \frac{z_M U_{\text{ВГ}} z_{\text{об}}}{\omega z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1};$$

$$B = \frac{U_{\text{ВГ}}}{z_{\text{ВГ}} I_1 \omega_1};$$

$$C = 2AB \sin \psi,$$

отсюда

$$\frac{A^2}{\omega_n^3} + B^2 \omega_n = 0; \quad (9)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{z_M z_{\text{об}}}{\omega}}. \quad (10)$$

Следует отметить, что погрешность компаратора будет также зависеть от потоков рассеяния, однако эта погрешность обычно весьма мала.

Было проведено исследование компаратора с коэффициентом, равным 7500/5, с тороидальным магнитопроводом из пермаллоя марки 80НХС (внешний диаметр 284 мм, внутренний — 240 мм, ширина ленты 50 мм, толщина — 0,35 мм). Роль первичной обмотки играла шина сечением  $100 \times 10$  мм, проходившая через центральное окно диаметром 160 мм. Индикаторная обмотка располагалась в непосредственной близости от сердечника и состояла из восьми равномерно намотанных секций по 100 витков, включенных параллельно и расположенных каждая на восьмой части периметра сердечника. Вторичная обмотка состояла из четырех равномерно намотанных секций по 1500 витков, включенных параллельно и расположенных каждая на четвертой части периметра сердечника.

Результаты измерения погрешностей трансформатора тока, полученные путем его сличения с компаратором (по схеме рис. 3), конструкция которого сходна с конструкцией трансформатора, были сопоставлены с результатами, полученными для этого же трансформатора тока методами

эквивалентной м. д. с. и суммирования [4]. Расхождения результатов, полученных разными методами, не превышали 0,01% и 0,5'.

На основании измерения добавочного тока во вторичной обмотке, индуктированного внешним магнитным полем напряженностью около 12 а/см, расчетом было показано, что при наиболее неблагоприятном соотношении между фазами измеряемого тока и внешнего поля дополнительные погрешности от влияния внешних магнитных полей и ферромагнитных масс не превышали 0,002% и 0,1'.

По формуле (7) была произведена оценка погрешностей компаратора с коэффициентом 7500/5 при следующих данных:  $z_{вг} = 200 \text{ ом}$ ,  $z_n = 0,2 \text{ ом}$ ,  $\omega_n = 100$  витков,  $z_n = 10 \cdot 10^4 \text{ а/об}$ . Результаты расчета приведены в таблице.

$S_{вг} \text{ дел/а}$	$I_1/I_{1н} \cdot 100$	
	10%	100%
$0,5 \cdot 10^3$	0,00001% 0,0002'	0,000001% 0,00002'
$0,5 \cdot 10^2$	0,01% 0,2'	0,001% 0,02'

В таблице приняты следующие обозначения:  
 $S_{вг}$  — чувствительность вибрационного гальванометра;  
 $I_{1н}$  — номинальный первичный ток компаратора.

Эти результаты подтверждаются данными экспериментального исследования компаратора. При указанных условиях в случае значительного снижения чувствительности вибрационного гальванометра (в 1000 раз) отсчеты по дифференциально-нулевому прибору (АИТ) изменялись не более чем на 0,01% и 0,2' для  $\frac{I_1}{I_{1н}} 100$  —

10%. Колебания напряжения в сети приводили к необходимости снижения чувствительности гальванометра не более чем в 100—500 раз, по сравнению с максимальной ( $0,5 \cdot 10^3 \text{ дел/а}$ ).

Кроме того, указанные выше отсчеты оставались практически неизменными при значительной недокомпенсации компаратора. Оптимальное количество витков индикаторной обмотки этого компаратора, согласно выражению (10), равно приблизительно 250.

Для проверки правильности полученного результата была использована вспомогательная обмотка компаратора с таким же числом витков, что и у вторичной, по которой пропускался измеряемый ток 0,5-5 а. Затем производилась компенсация магнитного потока, создаваемого вспомогательной обмоткой, а дифференциальный аппарат включался по такой же схеме, как и при определении погрешностей трансформаторов при «самопроверке».

Показания аппарата оставались равными нулю в пределах нечувствительности индикатора ( $S_{вг} = 0,5 \cdot 10^3 \text{ дел/а}$ ) при возрастании напряженности внешнего поля от 0 до 12 а/см.

Следует отметить, что при проверке с помощью компаратора упомянутого выше трансформатора с коэффициентом 7500/5 на номинальном токе, когда компаратор располагался на изгибе ошиновки, а расстояние между шинами составляло 300 мм, результаты измерений отличались не более чем на 0,002% и  $\pm 0,2'$  от тех, которые получались при симметричном расположении проходной шины и расстоянии до обратной в 2 м.

### Выводы

Проверка трансформаторов тока путем сличения с компаратором, у которого компенсационная обмотка питается от сети, имеет следующие достоинства:



1. Отсутствует дополнительная нагрузка вторичной обмотки поверяемого трансформатора, что дает возможность поверки его при любом практически требуемом сопротивлении нагрузки.

2. Результаты измерения не зависят от величины сопротивления вторичной цепи компаратора.

3. Простота схемы дает возможность воспроизводить ее при помощи обычного лабораторного оборудования.

При поверке трансформаторов тока до 7,5 кА методом сличения с компаратором, у которого вторичная и индикаторная обмотки имеют четыре и более параллельных секций, ошибки в определении погрешностей могут быть сведены к значениям, меньшим 0,01% и 0,5'.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Богуславский П. С., Методы поверки измерительных трансформаторов, «Электричество», № 7, 1955, стр. 147—148.

2. Obradovic J., Miljanic P., Spiridonovic S., Prüfung von Stromwandlern mittels eines Stromkomparators und eines elektrischen Hilffsystems, ETZ Aus. A., H. 19, 1957, S. 699—701.

3. Михайлова Е. К., Реакторный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1953.

4. Захаров Б. В., Измерение больших переменных токов методом параллельного включения измерительных трансформаторов, Труды институтов Комитета, вып. 67 (127), 1962.

Поступила в редакцию

21/II 1962 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
В. П. Шигорин. Схема и методика оценки точности калибровки эталонных сопротивлений	5
А. М. Теплинский. Двухплечий мост постоянного тока и возможности его применения для измерения больших сопротивлений	11
А. Л. Грохольский. Метод расчета потерь в мерах с коаксиально-цилиндрическими электродами	19
Э. С. Лившиц. Разработка мер большой индуктивности для частот до 1000 гц	28
О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская. Применение термоэлектрических компараторов для поверки компенсаторов переменного тока при повышенных частотах	41
А. Я. Безикович, Д. И. Зорин. Вольт-ампер-ваттметр для звуковых и ультразвуковых частот	50
А. З. Векслер, Н. В. Пеньков, Т. Н. Фаладеева. Фазочувствительный вольтметр для звуковых частот	67
Е. Д. Колтик. Двухканальный калибратор фазы	76
А. З. Векслер, Н. Г. Семенов. Устройство для интегрирования малых постоянных напряжений	90
А. М. Илюкович, М. И. Левин. Температурная погрешность индукционных счетчиков	101
И. Н. Ошер. Измерение фазовой погрешности электродинамического осциллирующего счетчика при промышленной частоте	111
А. С. Румянцев. Методы и аппаратура для поверки измерительных трансформаторов постоянного тока	125
А. З. Векслер, Б. В. Захаров. Применение магнитного компаратора для поверки измерительных трансформаторов переменного тока	136

Редактор издательства *Н. Н. Александрова*

Технический редактор *Р. Г. Польская*

Корректор *Л. Н. Кири*

Подписано к печати 15/XI 1963 г. Уч.-изд. л. 12,4

Формат бумаги 70×108<sup>1/16</sup>

Печ. л. 9

М-50299

Тираж 2000 экз.

Зак. 1478

Типография № 6 УЦБ и ПП Ленсовнархоза, Ленинград, ул. Моисеенко, 10

3  
5  
11  
19  
28  
41  
50  
67  
76  
90  
101  
111  
125  
136

*Kapu*  
087/18  
1478

Цена 87 коп.