

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

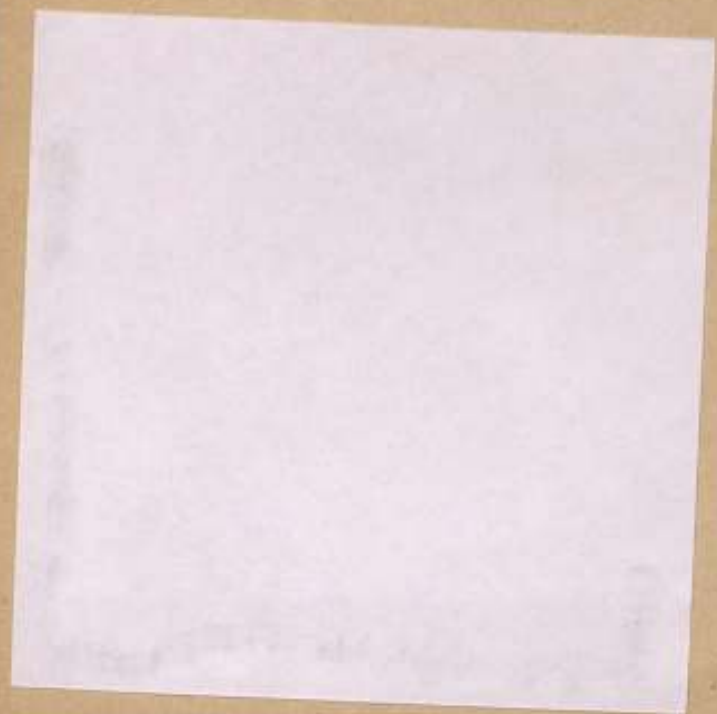
МБА

**ИССЛЕДОВАНИЯ  
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ**

**ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР**

Выпуск 138 (198)





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

---

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 138(198)

Под редакцией  
доктора техн. наук Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКОЙ



«ЭНЕРГИЯ»

ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ  
1972

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

В. О. Арутюнов (председатель), Н. Н. Александра (секретарь), С. В. Горбачевич, А. Н. Гордов, Е. Ф. Долинский, А. И. Карташев, Л. К. Каяк, И. И. Киренков, Д. К. Коллеров, Е. Д. Колтик, П. П. Кремлевский, И. Н. Кротков, В. Л. Лассан, Б. Н. Олейник, Л. К. Пеккер, Т. Б. Рождественская, А. М. Федоров, Е. Н. Чечурина, К. П. Широков, Е. Г. Шрамков, М. Ф. Юдин

Ответственный редактор  
доктор техн. наук,  
проф. **В. О. АРУТЮНОВ**

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник содержит статьи, освещающие некоторые результаты метрологических работ в области электрических измерений, выполненных сотрудниками ВНИИМ им. Д. И. Менделеева и его Свердловского и Тбилисского филиалов. Значительная часть этих работ имеет целью повышение точности и расширение пределов образцовых средств измерений или создание новых, более совершенных методов и средств измерений и поверки приборов.

Практическое внедрение выполненных работ будет способствовать улучшению качества электронизмерительных приборов, разрабатываемых и выпускаемых отечественной промышленностью.

Значительное число работ, представленных в сборнике, посвящено анализу и методам расчета погрешностей измерений, вызываемых как отдельными элементами измерительных цепей, так и влиянием внешних факторов. Примерами таких работ являются: разработка методики расчета погрешностей от токов утечки между секциями наиболее точных трансформаторных делителей напряжения (статья В. М. Байкова); исследование погрешностей, вносимых термопреобразователями при компарировании переменного и постоянного токов (статья Р. Ф. Акнаева и Т. Б. Рождественской); анализ погрешностей некоторых электронизмерительных устройств, обусловленных характеристиками магнитных материалов (статья А. Э. Векслера); разработка методики расчета частотных характеристик коаксиальных резисторов (статья Г. В. Мчелидзе), исследование нового вида магнитного компаратора и др.

Разработкам новых методов измерений посвящены: работа Ю. П. Семенова о возможности применения систем перекрестных конденсаторов для определения электрических характеристик диэлектриков, работа С. А. Кравченко, и Г. В. Озеровой, описывающая новый метод измерения малых углов отклонения сдвига фаз двух напряжений от квадратуры. К области создания образцовых средств относятся статьи: Б. В. Захарова о новом образцовом трансформаторе до 25000 А, Н. Г. Семенко и А. Г. Шестакова о новом универсальном интегрирующем приборе, совмещающем возможности измерения ампер, вольт и ватт-часов, и ряд других работ.

Развитие статистического анализа привело к созданию новых видов приборов для измерения параметров случайных процессов, а следовательно, к необходимости разработки методов их поверки и градуировки. Этим вопросам посвящена статья Р. В. Яраловили, заостряющая внимание на специфике задач спектрального и корреляционного анализа случайных сигналов; работа Е. Д. Колтыка и Р. В. Яраловили, рассматривающая проблемы организации поверки статистических анализаторов.

В сборнике также помещены статьи, связанные с созданием вспомогательных устройств, необходимых для поверочной практики в области фазометрии: фазовращателей, измерительных генераторов и др.

Имея в виду широкий круг вопросов, охватываемых сборником, можно предположить, что он заинтересует не только метрологов и работников поверочной службы, но также и специалистов электроприборостроения, проявляющих все больший интерес к повышению точности электрических измерений.

*Редактор*

### МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ОТ ТОКОВ УТЕЧКИ МЕЖДУ СЕКЦИЯМИ

Трансформаторные делители напряжения получили широкое распространение в различных электроизмерительных приборах и устройствах высокой точности: в термозлектрических компараторах, мостах, устройствах для проверки трансформаторов тока и напряжения и др. Одним из основных источников погрешностей трансформаторных делителей являются токи утечки между секциями обмоток [1, 2]. В статье излагается методика расчета этой погрешности на примере двухкаскадного трансформаторного делителя, выполненного на одном магнитном сердечнике.

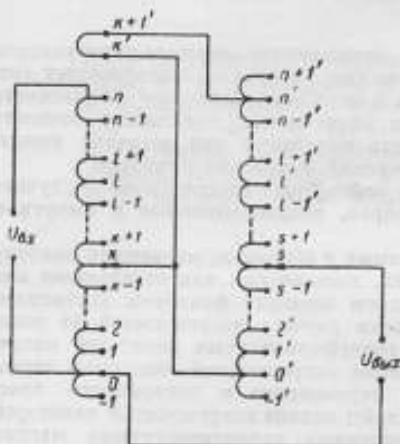


Рис. 1. Принципиальная схема двухкаскадного трансформаторного делителя напряжения

— 0, ..., k, ..., n — узлы обмотки 1-го каскада; — 1' — (n + 1)' — узлы 2-го каскада; k' и (k + 1)' — узлы дополнительной секции 1-го каскада, с которой подается напряжение на обмотку 2-го каскада

где  $r_1, r_2, L_{s1}, L_{s2}$  — активные сопротивления проводов и индуктивности рассеяния секций 1-го и 2-го каскадов соответственно,  $\omega$  — круговая частота.

Паразитная проводимость  $Y_{kl}$  между узлами «k» и «l» может быть выражена в виде

$$Y_{kl} = \frac{R_{kl} + (j\omega C_{kl})^{-1}}{R_{kl} (j\omega C_{kl})^{-1}}, \quad (3)$$

где  $R_{kl}, C_{kl}$  — соответственно паразитные сопротивления и емкость между узлами k и l.

Паразитные проводимости между любой парой узлов схемы определяют аналогично.

Токи  $I_1$  и  $I_2$  от источников 1-го и 2-го каскадов равны

$$I_1 = e_1 y_1 \quad (4)$$

и

$$I_2 = e_2 y_2, \quad (5)$$

где  $e_1$  и  $e_2$  — э. д. с. секций 1-го и 2-го каскадов.

Э. д. с. секций 1-го каскада  $e_1$  равны между собой, так как определяются общим магнитным потоком, пронизывающим все секции (э. д. с., вызываемыми потоками рассеяния, пренебрегаем). Э. д. с. секций 2-го каскада  $e_2$  равны друг другу по той же причине. Собственные проводимости  $y_1$  1-го каскада принимают равными, так как конструктивно они мало отличаются друг от друга и их раз-

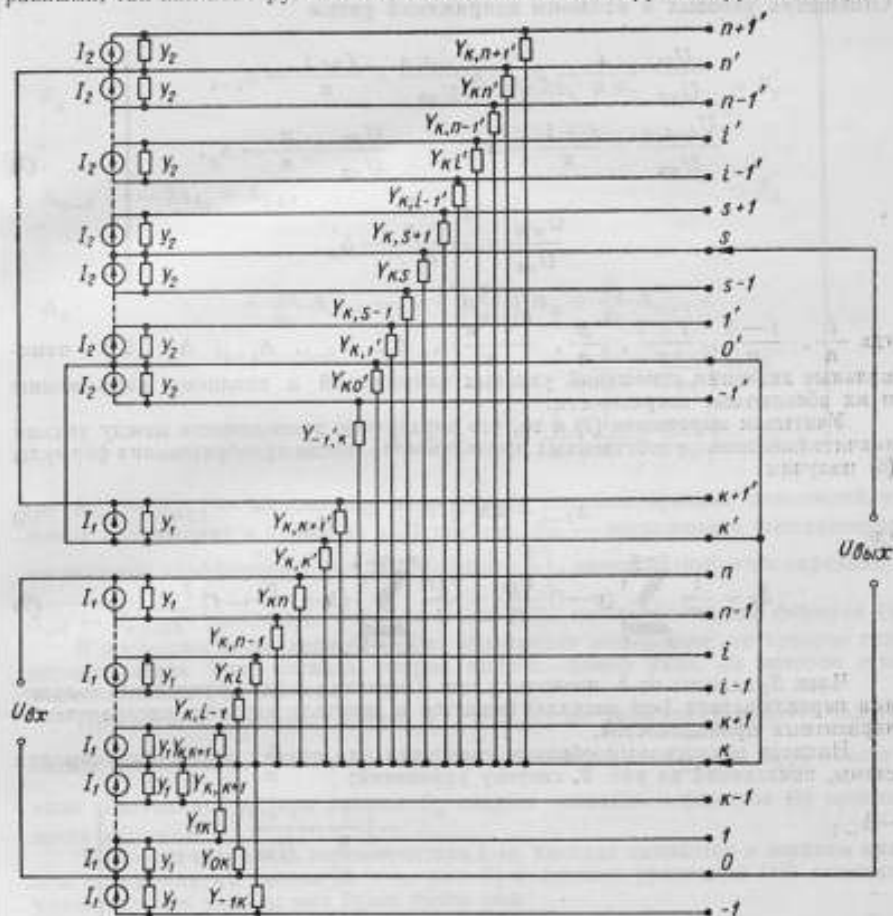


Рис. 2. Эквивалентная схема двухкаскадного делителя с учетом паразитных утечек между узлами

личия практически не сказываются на погрешности делителя. Собственные проводимости  $y_2$  2-го каскада приняты равными друг другу по той же причине.

Анализ схемы делителя, представленный на рис. 2, наиболее удобно провести с помощью метода узловых напряжений. Выбираем за опорный узел 0. Уравнение для  $i$ -го узла имеет вид:

$$U_{i0} \left( 2y_1 + \sum_{p=1}^{p=n} Y_{ip} + \sum_{p=1}^{p=n+1} Y_{ip}' \right) - (U_{i-1,0} + U_{i+1,0}) y_1 - \\ - \sum_{p=1}^{p=n} Y_{ip} U_{p0} - \sum_{p=1}^{p=n+1} Y_{ip}' U_{p'0} = 0, \quad (6)$$

где  $n$  — число секций каскадов;  $U_{i0}$ ;  $U_{i-1,0}$ ;  $U_{i+1,0}$ ;  $U_{p0}$ ;  $U_{p'0}$  — узловые напряжения (напряжения на узлах  $i-1$ ,  $i$ ,  $i+1$ ,  $p$ ,  $p'$ , относительно узла 0).

В формуле (6) и последующих аналогичных формулах  $i \neq p$  (но  $i = p'$ ). Разделим обе части формулы (6) на входное напряжение делителя  $U_{вх}$ . Отношения узловых и входного напряжений равны

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_{i0}}{U_{вх}} &= \frac{i}{n} - \Delta_i, & \frac{U_{i-1,0}}{U_{вх}} &= \frac{i-1}{n} - \Delta_{i-1} \\ \frac{U_{i+1,0}}{U_{вх}} &= \frac{i+1}{n} - \Delta_{i+1}, & \frac{U_{p0}}{U_{вх}} &= \frac{p}{n} - \Delta_p, \\ \frac{U_{p'0}}{U_{вх}} &= \frac{k + \frac{p}{n}}{n} - \Delta_p', \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $\frac{i}{n}$ ,  $\frac{i-1}{n}$ ,  $\frac{i+1}{n}$ ,  $\frac{p}{n}$ ,  $\frac{k + \frac{p}{n}}{n}$ ,  $\Delta_i$ ,  $\Delta_{i-1}$ ,  $\Delta_{i+1}$ ,  $\Delta_p$ ,  $\Delta_p'$  — номинальные значения отношений узловых напряжений к входному напряжению и их абсолютные погрешности.

Учитывая выражение (7) и то, что паразитные проводимости между узлами значительно меньше собственных проводимостей, после преобразования формулы (6) получим

$$\Delta_{i-1} - 2\Delta_i + \Delta_{i+1} = S_i, \quad (8)$$

где

$$S_i = \frac{1}{n} \sum_{p=1}^{p=n} (p-i) \frac{Y_{ip}}{y_i} + \frac{1}{n} \sum_{p=1}^{p=n+1} \left( k + \frac{p}{n} - i \right) \frac{Y_{ip'}}{y_i}. \quad (9)$$

Член  $S_i$  зависит от  $k$ , поскольку при изменении  $k$  (при изменении положения переключателя 1-го каскада) меняется в делителе картина распределения паразитных проводимостей.

Написав аналогичным образом уравнения для других узлов, получим для схемы, показанной на рис. 2, систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} -\Delta_{-1} & - \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{вх}} \right) = S_{-1} \\ \vdots & \\ \Delta_{i-1} - 2\Delta_i + \Delta_{i+1} & = S_i \\ \vdots & \\ \Delta_{k-1} - \left( 3 + 2 \frac{y_2}{y_1} \right) \Delta_k + \Delta_{k+1} + \frac{y_2}{y_1} \Delta_{-1}' + \frac{y_2}{y_1} \Delta_i' + \Delta_n' - & \\ & - \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{вх}} \right) = S_k \\ \vdots & \\ \Delta_{n-1} & + \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{вх}} \right) = S_n \end{aligned} \right\}$$



$$\begin{array}{r}
 \Delta_k - \Delta_{-1} - \frac{1}{n} \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{\text{вх}}} \right) = S'_{-1} \\
 \Delta_k - 2\Delta'_1 + \Delta'_2 = S'_1 \\
 \Delta_{s-1} - 2\Delta_{ks} + \Delta_{s+1} = S'_s \\
 \Delta_k + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_{n-1} - \left( 1 + 2 \frac{y_2}{y_1} \right) \Delta'_n + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_{n+1} + \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{\text{вх}}} \right) = S'_n \\
 \Delta'_n - \Delta'_{n+1} + \frac{1}{n} \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{\text{вх}}} \right) = S'_{n+1}
 \end{array} \quad (10)$$

где  $\Delta_{-1} - \Delta'_{n+1}$  — абсолютные погрешности соответствующих отношений узловых напряжений к входному напряжению;  $\Delta_{ks}$  — погрешность выставленного на делителе коэффициента деления  $\frac{1}{n} \left( k + \frac{s}{n} \right)$ , которую требуется определить;

$S_{-1} - S'_{n+1}$  — свободные члены системы (10), вычисляемые по формуле (9).

В погрешности  $\Delta_{ks}$  первый индекс обозначает номер узла, на котором стоит переключатель 1-го каскада, второй индекс — номер узла, на котором стоит переключатель 2-го каскада.

При расчете свободных членов  $S'_{-1} - S'_{n+1}$  по формуле (9) следует подставлять в нее  $i = k + \frac{s}{n}$ . Кроме того, при расчете  $S'_{-1} - S'_{n-1}$  и  $S'_{n+1}$  вместо  $y_1$  надо подставлять  $y_2$ ; при расчете  $S'_n$  следует оставить в формуле (9) проводимость  $y_1$ .

В том случае, когда переключатель 1-го каскада находится в верхнем крайнем положении на узле  $n$  ( $k = n$ , рис. 1) в системе уравнений (10) изменится уравнение для узла  $n$ ; оно будет иметь вид:

$$\Delta_{n-1} + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_{-1} + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_1 + \Delta'_n = S'_n \quad (11)$$

а остальные уравнения останутся без изменения.

В том случае, когда переключатель 1-го каскада находится в нижнем крайнем положении на узле  $-1$  ( $k = -1$ ) (рис. 1), в системе (10) изменится уравнение для этого узла, оно будет иметь вид:

$$-2 \left( 1 + \frac{y_2}{y_1} \right) \Delta'_{-1} + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_{-1} + \frac{y_2}{y_1} \Delta'_1 + \Delta'_n - 2 \left( \frac{1}{n} - \frac{e}{U_{\text{вх}}} \right) = S'_{-1} \quad (12)$$

а остальные уравнения останутся без изменения.

Решив систему уравнений (10) и учитывая ее изменения при  $k = -1$  и  $k = n$ , найдем погрешность  $\Delta_{ks}$  выставленного на делителе коэффициента де-

лении  $\frac{1}{n} \left( k + \frac{s}{n} \right)$ . Эта погрешность при  $k = 0 \rightarrow n$  ( $s$  — любое) будет равна

$$\Delta_{ks} = \Delta_{k0} + \Delta_{0s} + \frac{ks}{n^2} \left[ S'_n + \frac{y_2}{y_1} \left( \sum_{i=1}^{i=n-1} S'_i + S'_{n+1} \right) \right], \quad (13)$$

при  $k = -1$ :

$$\Delta_{-1,s} = \Delta_{-1,0} + \Delta_{0s}. \quad (14)$$

Формулы для определения погрешностей  $\Delta_{k0}$ ,  $\Delta_{0s}$  ( $k = -1 \rightarrow n$ ) приведены в табл. 1 и 2. При этом

Таблица 1

Формулы для определения погрешности  $\Delta_{k0}$  делителя

Номер узла, $k$	Погрешность $\Delta_{k0}$
-1	$- \left[ S_{-1} + \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{i=n} i S_i + S'_n + \frac{y_2}{y_1} \left( \sum_{i=1}^{i=n-1} S'_i + S'_{n+1} \right) \right]$
$1 \rightarrow (n-1)$	$- \frac{1}{n} \left\{ (n-k) \sum_{i=0}^{i=k-1} i S_i + k \sum_{i=k}^{i=n-1} (n-i) S_i + k(n-k) \times \right. \\ \left. \times \left[ S'_n + \frac{y_2}{y_1} \left( \sum_{i=1}^{i=n-1} S'_i + S'_{n+1} \right) \right] \right\}$

$\Delta_{k0}$  — погрешность делителя в том случае, когда переключатель 1-го каскада стоит в положении  $k$ , а переключатель 2-го каскада стоит в положении 0 ( $s = 0$ );

$\Delta_{0s}$  — погрешность делителя в том случае, когда переключатель 1-го каскада находится в положении 0 ( $k = 0$ ), а переключатель 2-го каскада стоит на узле  $s$ . Поскольку члены  $S_{-1} - S'_{n+1}$  зависят от  $k$ , то погрешность  $\Delta_{0s}$  будет меняться с изменением  $k$ . При расчете погрешностей делителя при  $k \neq 0$  в формулы (13) и (14) следует подставлять погрешность  $\Delta_{0s}$ , вычисленную при данном значении  $k$ . При  $k = 0$  будет  $\Delta_{ks} = \Delta_{0s}$ .

Из формул (13) и (14) можно вычислить погрешность любого коэффициента деления делителя.

В реальном трансформаторном делителе остаточные параметры  $z_{s2} = y_2^{-1}$ , и паразитные проводимости 2-го каскада значительно меньше аналогичных параметров 1-го каскада, а перекрестные проводимости между каскадами значительно меньше паразитных проводимостей внутри каскадов. Поэтому погрешности делителя в основном определяется паразитными проводимостями 1-го каскада.

Рассчитаем погрешности делителя для случая, когда паразитные проводимости каждого из жгутов одинаковы и равны соответственно  $Y_1$  и  $Y_2$ , а проводимости между проводами разных жгутов тоже одинаковые и равны  $Y_{12}$ . В этом случае погрешности делителя, оба каскада которого состоят из 10 секций ( $n = 10$ ), вычисленные по формулам (13) и (14), будут иметь значения, приведенные в табл. 3 и 4.

Формулы для определения погрешности  $\Delta_{05}$  делителя

Номер узла z	Погрешность $\Delta_{05}$
-1	$-\left(S'_{-1} + \frac{1}{n^2} \sum_{i=0}^{l-n} i S'_i\right)$
1 + (n-1)	$\frac{s}{n^2} \sum_{i=0}^{l-n} i S'_i - \frac{1}{n + \frac{y_2}{y_1}} \left( s S'_n + (n-s) \sum_{i=0}^{l-n-1} i S'_i + s \sum_{i=0}^{l-n-1} (n-i) S'_i + \frac{y_2}{y_1} \left[ \sum_{i=0}^{l-n-1} i S'_i + s \sum_{i=0}^{l-n-1} S'_i + s S'_{n+1} \right] \right)$
n	$\frac{1}{n} \sum_{i=0}^{l-n} i S'_i - \frac{1}{n + \frac{y_2}{y_1}} \left[ n S'_n + \frac{y_2}{y_1} \left( \sum_{i=0}^{l-n-1} i S'_i + n S'_{n+1} \right) \right]$
n+1	$\frac{n+1}{n^2} \sum_{i=0}^{l-n} i S'_i - \frac{1}{n + \frac{y_2}{y_1}} \left( n (S'_n + S'_{n+1}) + \frac{y_2}{y_1} \left[ \sum_{i=0}^{l-n-1} i S'_i + (n+1) S'_{n+1} \right] \right)$

Погрешности  $\Delta_{ks} \frac{y^1}{Y_1}$  делителя от паразитных проводимостей 1-го каскада

Узлы $k$	Узлы $s$		
	-1	0+10	11
-1	+8,1	$6,6 - s(1,5 + 2,75b)$	$-(9,7 + 27,5b)$
0	+1,4	$-s(1,4 + 2,2b)$	$-(15,8 + 22b)$
1	-4,8	$-6,1 - s(1,35 + 1,65b)$	$-(21 + 16,5b)$
2	-5,4	$-6,7 - s(1,3 + 1,1b)$	$-(21 + 11b)$
3	-2,1	$-3,4 - s(1,25 + 0,55b)$	$-(17,2 + 5,5b)$
4	+3,6	$2,4 - s \cdot 1,24$	-11,2
5	+10,25	$9 - s(1,25 - 0,55b)$	$-(4,7 - 5,5b)$
6	+16,2	$14,9 - s(1,3 - 1,1b)$	$0,85 + 11b$
7	+19,8	$18,5 - s(1,3 - 1,65b)$	$3,9 + 16,5b$
8	+19,6	$18,2 - s(1,4 - 2,2b)$	$2,9 + 22b$
9	+14,1	$12,6 - s(1,5 - 2,75b)$	$-3,8 + 27,5b$
10	+1,55	$-s(1,5 - 3,3b)$	$-17,1 + 33b$

Примечание. В табл. 3 принято:  $b = (10 + y_2/y_1)^{-1}$ .

При расчете этих погрешностей проводимость  $Y_{0,10}$  между узлами 0 и 10 принята равной нулю, так как она включена на входе делителя и не влияет на его погрешность. По этой же причине проводимости  $Y_{k'0}$  и  $Y_{0'0}$  равны нулю при  $k = 10$ .

В табл. 3 приведены погрешности делителя, рассчитанные без учета проводимостей 2-го каскада  $Y_2$  и перекрестных проводимостей  $Y_{12}$ . В табл. 4 приведены те погрешности, на которые паразитные проводимости  $Y_2$  и  $Y_{12}$  оказывают в реальном делителе существенное влияние. В реальном делителе  $\frac{Y_2}{y_2} \approx 0,02 + 0,05 \frac{Y_1}{y_1}$  и  $\frac{Y_{12}}{Y_1} \approx 0,01 + 0,05$ .

Погрешности делителя с учетом перекрестных проводимостей и проводимостей 2-го каскада

Обозначение	Погрешность $\Delta_{k2}$
$\Delta_{-1,3}$	$(2,1 - 8,25b) \frac{Y_1}{y_1} - [(36,1 + 131a) + (22 - 721a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + 11,3a + (2,8 - 21,6a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{-1,4}$	$(0,6 - 11b) - \frac{Y_1}{y_1} \{ (40,4 + 163a) + (29 - 961a) \cdot b \} \frac{Y_{12}}{y_1} + [2,4a + (3,7 - 28,8a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{-1,5}$	$-(0,9 + 13,75b) \frac{Y_1}{y_1} - [(44,7 + 189a) + (36 - 1201a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [3,6a + (4,5 - 36a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{42}$	$-0,08 \frac{Y_1}{y_1} - [ (0,2 - 0,5a) - (1,9 - 14a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [0,5a + (1,9 - 14a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{17}$	$(0,25 + 3,9b) \frac{Y_1}{y_1} + [ (15,9 + 52a) + (18 - 397a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [5,9a + (6,5 - 50,4a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{18}$	$-(1 - 4,4b) \frac{Y_1}{y_1} + [ (14,5 + 55a) + (20,5 - 454a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [6,7a + (7,4 - 57,6a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{59}$	$-(2,25 - 4,9b) \frac{Y_1}{y_1} + [ (13,1 + 57a) + (23 - 511a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [7,2a + (8,3 - 64,8a)b] \frac{Y_2}{y_1}$
$\Delta_{6,11}$	$(0,85 + 11b) \frac{Y_1}{y_1} + [27,8 + (150 + 11,6a)b] \frac{Y_{12}}{y_1} + [(16,8 + 3,3a)b] \frac{Y_2}{y_1}$

Примечание. В табл. 4 принято:  $a = y_1/y_2$ ,  $b = (10 + y_2/y_1)^{-1}$ .

В качестве примера рассчитаем амплитудные погрешности двухкаскадного делителя, основные обмотки которого состоят из 10 секций ( $n = 10$ ) и имеют следующие параметры: индуктивности рассеяния секций 1-го и 2-го каскадов соответственно равны  $L_{s1} = 1,9$  мкГн и  $L_{s2} = 0,15$  мкГн; емкости между проводами 1-го и 2-го каскадов соответственно равны 112 пФ и 49,5 пФ, перекрестная емкость равна 1,5 пФ. В табл. 5 приведены значения погрешностей этого делителя. Если при расчете пренебречь перекрестными емкостями и емкостями 2-го каскада, то значения большинства погрешностей изменятся на 20–50%. Поэтому

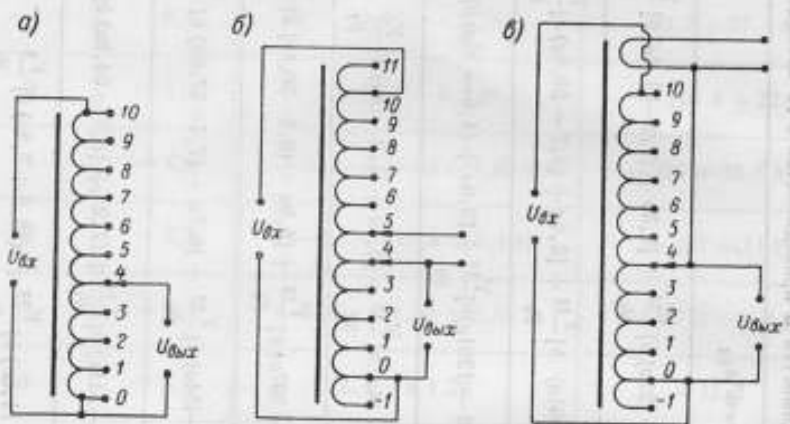


Рис. 3. Принципиальные схемы однокаскадных трансформаторных делителей напряжения

*a* — без дополнительных секций, *б* — с фиксированными дополнительными секциями, *в* — с «плавающей» секцией

при анализе погрешностей образцовых трансформаторных делителей необходимо учитывать перекрестные емкости и емкости 2-го каскада.

Таблица 5  
Погрешности двухкаскадного делителя на частоте 1 кГц

Узел $k$	Погрешность $\Delta_{kz} \cdot 10^7$	Узел $k$	Погрешность $\Delta_{kz} \cdot 10^7$
-1	$-0,52 + 0,14 s$	5	$-0,77 + 0,1 s$
0	$0 + 0,13 s$	6	$-1,28 + 0,1 s$
1	$0,53 + 0,12 s$	7	$-1,60 + 0,1 s$
2	$0,59 + 0,11 s$	8	$-1,58 + 0,11 s$
3	$0,30 + 0,1 s$	9	$-1,10 + 0,12 s$
4	$-0,20 + 0,1 s$	10	$0 + 0,12 s$

Если же нет необходимости точно рассчитать погрешности делителя, в формуле можно пренебречь членами  $S'_{-1} - S'_{n-1}$  и  $S'_{n+1}$  (член  $S'_n$  надо оставить). Тогда погрешность  $\Delta_{k_s}$  при  $s = 0 < n$  ( $k$  — любое) можно представить в виде

$$\Delta_{k_s} = \Delta_{k0} + \frac{s}{n} \Delta'_{k+1, k}, \quad (15)$$

где  $\Delta'_{k+1, k}$  — абсолютная погрешность отношения напряжения  $U'_{k+1, k}$  на дополнительной («плавающей») секции 1-го каскада, питающей 2-й каскад, к входному напряжению.

Из формулы (15) видно, что при пренебрежении проводимостями 2-го каскада и перекрестными проводимостями погрешности рассматриваемого делителя, за исключением погрешностей  $\Delta_{-1, k}$  и  $\Delta_{k, n+1}$ , можно рассматривать как погрешности делителя, у которого оба каскада выполнены на отдельных сердечниках.

Из формул (13) и (14) нетрудно рассчитать погрешности однокаскадных трансформаторных делителей, выполненных по широко распространенным схемам, показанным на рис. 3. В табл. 6 приведены значения погрешностей однокаскадных десятисекционных делителей, выполненных по схемам рис. 3. Погрешности вычислены для случая, когда паразитные проводимости между проводами обмотки одинаковы и равны  $Y$ .

Таблица 6

Погрешности от паразитных утечек однокаскадных делителей, выполненных по схемам рис. 3

Узел $k$	Погрешности $\Delta_k \cdot g/Y$ делителя, выполненного по схеме			Узел $k$	Погрешности $\Delta_k \cdot g/Y$ делителя, выполненного по схеме:		
	рис. 3,а	рис. 3,б	рис. 3,в		рис. 3,а	рис. 3,б	рис. 3,в
-1	—	+12,2	+6,7	6	+4	+4,8	+14,9
0	0	0	0	7	+7	+8,4	+18,5
1	-6	-7,2	-6,1	8	+8	+9,6	+18,2
2	-8	-9,6	-6,7	9	+6	+7,2	+12,6
3	-7	-8,4	-3,4	10	0	0	0
4	-4	-4,8	+2,4	11	—	-12,2	—
5	0	0	+9,0				

## Выводы

Изложенная методика расчета погрешностей трансформаторных делителей напряжения может быть применена для расчета погрешностей от паразитных утечек трансформаторных делителей, выполненных по любой схеме.

Методика применима для расчета погрешностей делителей в звуковом и ультразвуковом диапазонах частот.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Zapf T. L., Chinburg C. H., Wolf H. K. Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. IEEE, Transactions on IM, 1963.
2. Байков В. М. Анализ погрешностей трансформаторных делителей напряжения. Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), Изд-во стандартов, 1968.

Поступила в редакцию  
16/Х 1979 г.

УДК 621.317.7.088

А. З. ВЕКСЛЕР  
СВЕРДЛОВСКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

## ПОГРЕШНОСТЬ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Магнитные материалы находят широкое применение во многих электроизмерительных устройствах, зачастую довольно высокой точности. При этом к магнитным материалам предъявляют жесткие требования, обусловленные необходимостью получения малой погрешности.

В настоящее время нет каких-либо общих приемов правильного выбора вида магнитных характеристик, определяющих погрешности приборов. В ряде случаев рекомендовалось использовать материалы со специальными свойствами (например с прямоугольной петлей гистерезиса), хотя хорошие результаты были получены тогда, когда эти свойства отсутствовали [1].

Обычно работу устройства с магнитными элементами анализируют либо путем замены реального цикла перемагничивания какой-либо его аппроксимацией, либо используя специальные модели процесса [2].

Независимо от способа учета магнитных свойств элементов погрешность определяли таким приемом. Вначале, решая систему уравнений, находили изменение во времени токов и напряжений в электрических цепях измерительного устройства, а затем — погрешность, вносимую несовершенством магнитных материалов. При этом из-за небольшого значения погрешности прибора приближенный характер используемых упрощений реального процесса перемагничивания приводил в некоторых случаях к ошибочным результатам.

Ниже излагается достаточно общий прием нахождения погрешности прибора, обусловленной характеристиками магнитных элементов. Экспериментальное определение соответствующей погрешности прибора сводится к нахождению магнитной характеристики, аналогично тому, как это сделано в работах [3, 4] применительно к так называемым измерительным трансформаторам постоянного тока.

### Метод определения погрешности

Идею предлагаемого метода можно легко проследить на примере электроизмерительного устройства, содержащего замкнутый однородно намагничиваемый сердечник с двумя обмотками  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , которые соединены с линейными четырехполюсниками I и II, с входным напряжением  $u_1(t)$  и выходным  $u_2(t)$  (рис. 1). Силы токов и напряжения в отдельных звеньях четырехполюсни-



ков связаны между собой линейными интегродифференциальными уравнениями [5]. Если принять, что активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток являются параметрами соответствующих четырехполюсников, то для связи между электрическими и магнитными величинами можно использовать уравнения:

$$i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2 = h l, \quad (1a)$$

$$S \omega_1 \frac{dB}{dt} = e_1, \quad (1б)$$

$$-S \omega_2 \frac{dB}{dt} = e_2, \quad (1в)$$

где  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  — силы токов, протекающих по обмоткам  $\omega_1$  и  $\omega_2$  в момент времени  $t$ ;  $S$ ,  $l$  — площадь поперечного сечения и длина магнитной силовой линии соответственно;  $h(t)$  и  $B(t)$  — напряженность поля и магнитная индукция в сердечнике соответственно;  $e_1(t)$  — напряжение на концах обмотки  $\omega_1$ , связанное с изменением потока индукции;  $e_2(t)$  — э. д. с., наводимая в обмотке  $\omega_2$ .

Ранее для решения поставленной задачи, помимо уравнений (1), использовали какую-либо аппроксимирующую функциональную зависимость между напряженностью поля и индукцией. Вместо этого в дальнейшем будет использовано выражение для погрешности  $\epsilon$  прибора через некоторые обобщенные параметры  $\alpha_1, \alpha_2$  и т. д.:

$$\epsilon = F(\alpha_1, \alpha_2, \dots). \quad (2)$$

Так, погрешность  $\epsilon$ , коэффициента трансформации измерительного трансформатора переменного тока определяется действующими значениями сил токов  $I_1$  и  $I_2$ , протекающих по его обмоткам:

$$\epsilon_T = \frac{I_2 \omega_2 - I_1 \omega_1}{I_1 \omega_1}. \quad (3)$$

В этом случае  $\alpha_1 = I_1, \alpha_2 = I_2$ .

Для определения погрешности  $\epsilon$  можно использовать линейные уравнения четырехполюсников  $I$  и  $II$ , соотношения (1) и найти связь параметров  $\alpha_1, \alpha_2, \dots$  с магнитными величинами.

Такой подход к расчету погрешности  $\epsilon$  особенно эффективен в тех случаях, когда эта величина наиболее существенна для электроизмерительного устройства. В подавляющем большинстве подобных случаев даже при невысокой точности измерения магнитных величин удается определить погрешность  $\epsilon$  с достаточной степенью достоверности.

Рассмотрим некоторые типичные примеры, показывающие способы реализации метода определения погрешности  $\epsilon$ .

#### Измерительный трансформатор переменного тока

Рассмотрим измерительный трансформатор  $ТТ$  с амперметром  $A$ , используемый для определения действующего значения силы тока (рис. 2).

Будем предполагать, что измеряемый ток  $i_1(t)$  является периодической функцией времени. После перестановки слагаемых в уравнении (1), возведения в квадрат и интегрирования за период получим

$$\omega_1^2 I_1^2 + H^2 I^2 - \frac{2\omega_1}{T} \int_0^T i_1(t) h(t) dt = \omega_2^2 I_2^2, \quad (4)$$

где  $H^2 = \frac{1}{T} \int_0^T h^2(t) dt$  — квадрат действующего значения напряженности поля;

$T$  — период.



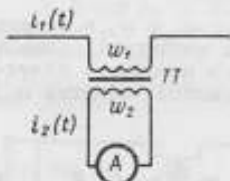
Рис. 1. Схема устройства с двумя линейными четырехполюсниками и магнитным элементом

Второе и третье слагаемые в левой части равенства (4) много меньше первого. Поэтому приближенно формулу (3) можно представить в виде

$$e_T \approx -\frac{l}{T\omega_1 I_1^2} \int_0^T h(t) i_1(t) dt + \frac{H^2 l^2}{2\omega_1^2 I_1^2}. \quad (5)$$

Заметим, что первое слагаемое формулы (5) содержит под интегралом произведение  $h(t) \cdot i_1(t)$ , в то время как  $H^2$  связана с  $h^2(t)$ . При усреднении по времени в первом случае будет получена большая величина, чем во втором, и второе слагаемое в правой части формулы (5) можно опустить.

Для удобства введем нормированную функцию тока



$$j_1(t) = \frac{i_1(t)}{I_1}, \quad (6)$$

тогда выражение для погрешности  $e_T$  будет иметь вид

$$e_T \approx -\frac{l}{\omega_1 I_1} \frac{1}{T} \int_0^T h(t) j_1(t) dt. \quad (7)$$

Рис. 2. Схема включения измерительного трансформатора переменного тока с амперметром

Таким образом, погрешность  $e_T$ , вносимая несовершенством магнитных характеристик сердечника измерительного трансформатора, определяется своеобразным «обобщенным коэффициентом Фурье»

$$h_f = \frac{1}{T} \int_0^T h(t) j_1(t) dt, \quad (8)$$

отнесенным к напряженности поля  $H_H$ :

$$H_H = \frac{I_1 \omega_1}{l}. \quad (9)$$

Чтобы сделать более наглядным введенное определение величины  $h_f$ , обратимся к измерению чисто синусоидального переменного тока. Тогда величина  $h_f$  определяется амплитудой первой гармоники напряженности поля  $H_1$  и углом сдвига фаз  $\psi_1$  между этой составляющей и током  $i_1(t)$

$$h_f = H_1 \cos \psi_1. \quad (10)$$

Формула (7) совпадает в этом случае с общеизвестной [6], если считать, что свойства материала характеризуются первой гармоникой напряженности поля.

Найдем угловую погрешность коэффициента трансформации, исходя из величин, характеризующих мощность, выделяемую на нагрузку. Выражение для погрешности  $e_P$  определения мощности, вносимой измерительным трансформатором переменного тока, будет иметь вид

$$e_P = \frac{P_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} - U_1 I_1 \cos \varphi}{U_1 I_1 \cos \varphi}, \quad (11)$$

где  $P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_2(t) u_1(t) dt$  — мощность, определяемая ваттметром, подключенным к вторичной обмотке трансформатора и линейному сопротивлению нагрузки;  $u_1(t)$  — падение напряжения на этой нагрузке;  $U_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_1^2(t) dt}$ ;  $\cos \varphi$  — коэффициент мощности нагрузки.

Напряжение  $u_1(t)$  будет изменяться во времени синусоидально из-за линейности нагрузки, в то время как ток  $i_2(t)$  имеет искаженную форму. Учитывая это, запишем выражение для  $P_2$  в виде

$$P_2 = I_{21} U_1 \cos(\varphi - \delta). \quad (12)$$

Здесь  $I_{21}$  — действующее значение первой гармоники силы тока, протекающего по обмотке  $\omega_2$  трансформатора, а величина  $\delta$  определяет угловую погрешность.

С другой стороны, если умножить равенство (1а) на  $\sin(\omega t - \varphi)$  и проинтегрировать за период, то получим

$$\begin{aligned} \omega_1 I_1 \cos \varphi + \omega_2 I_2 \cos(\varphi - \delta) = \\ = I H_1 \cos(\varphi - \varphi_1). \end{aligned} \quad (13)$$

После несложных преобразований формул (11), (12) и (13) находим выражение для погрешности  $\epsilon_p$

$$\epsilon_p = - \frac{I H_1}{\omega_1 I_1} (\cos \varphi_1 + \operatorname{tg} \varphi \sin \varphi_1). \quad (14)$$

Первое слагаемое выражения (14) совпадает с погрешностью коэффициента трансформации  $\epsilon_T$ , а второе определяет угловую погрешность  $\epsilon_\gamma$

$$\epsilon_\gamma = - \frac{I H_1}{\omega_1 I_1} \sin \varphi_1 \operatorname{tg} \varphi. \quad (15)$$

Таким образом, и угловая погрешность определяется величинами, связанными с первой гармоникой напряжения поля.

Формула (7) важна в тех случаях, когда ток несинусоидален, а также при большой амплитуде индукции в сердечнике трансформатора. Такие условия возникают у измерительных трансформаторов, которые одновременно являются элементами защиты от перегрузок [7]. На рис. 3 приведены результаты экспериментального и расчетного определения погрешности одного такого трансформатора.

Масштаб по оси абсцисс на рис. 3 выбран таким, чтобы сделать расхождение между кривыми достаточно заметным. Это расхождение объясняется, по-видимому, довольно большими искажениями переменного тока при непосредственной проверке испытуемого трансформатора. Впрочем, обычно здесь не требуется высокая точность: по существующим нормам вполне допустимо отклонение значения величины  $I_2/I_{2н}$  от заданной на 10%.

С другой стороны, многократные испытания различных трансформаторов при токе такого же порядка, что и номинальный (когда искажения невелики), показали достаточно полное совпадение расчетных данных и результатов проверки.

Экспериментальное определение погрешности трансформаторов сопряжено с большими трудностями, если приходится применять источники большого переменного тока. Так, для трансформатора с номинальным током 5 кА и рабочей «кратностью» перегрузки, равной 20 (т. е. с отношением измеряемой величины  $I_2$  к номинальной  $I_{2н}$ ), требуется ток, равный 100 кА. Между тем, для определения соответствующих магнитных характеристик необходимо стандартное оборудование и весьма скромная мощность источника энергии.

В общем случае для определения характеристики магнитного элемента, согласно формуле (8), нужно умножающее устройство с усреднением по времени. В простейшем случае таким устройством может быть ваттметр, в одной из цепей которого протекает ток, пропорциональный  $h(t)$ , а в другой — пропорциональный  $i_1(t)$ .

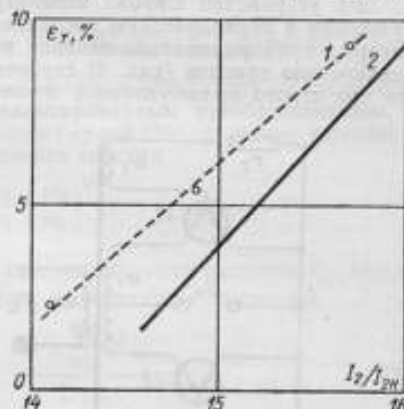


Рис. 3. Зависимость погрешности трансформатора  $\epsilon_\gamma$  от отношения вторичного тока трансформатора  $I_2$  к номинальному  $I_{2н}$

1 — экспериментальное определение  $\epsilon_\gamma$ ;  
2 — расчет по магнитным характеристикам



Заметим, что в данном случае формы кривых токов  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  близки друг к другу, а нагрузка в цепи обмотки  $w_2$  — линейная, требующая определенной э. д. с., наводимой в обмотке  $w_2$ . Поэтому можно считать, что приведенные выше магнитные характеристики должны быть установлены при заданной скорости изменения магнитного потока.

### Магнитно-транзисторный преобразователь постоянного напряжения

Это устройство широко используют для преобразования постоянного напряжения в периодическую последовательность импульсов, частота следования которых пропорциональна входной величине [2]. Благодаря поочередному переключению триодов (рис. 4) сердечник периодически перемагничивается, так что при строго прямоугольной петле гистерезиса (ППГ) и коэрцитивной силе, близкой к нулю, выполняется соотношение

$$U_n = 4fSw_1B_S, \quad (16)$$

где  $B_S$  — индукция насыщения.

Рассмотрим схему замещения преобразователя (рис. 5). Пусть при  $t=0$  триод  $T_1$  (рис. 4) открывается, а  $T_2$  закрывается, причем этому моменту пре-

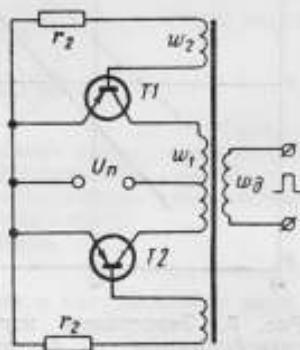


Рис. 4. Схема магнитно-транзисторного преобразователя

$T_1$  и  $T_2$  — транзисторы



Рис. 5. Схема замещения преобразователя для одного из полупериодов

мени соответствует наибольшая индукция  $B_{max}$  в сердечнике. После этого сердечник начинает перемагничиваться, и к половине периода индукции достигается значение  $B_{max}$ . Затем триод  $T_1$  закрывается,  $T_2$  открывается, и процесс перемагничивания сердечника проходит в обратном направлении, а в дополнительной обмотке  $w_2$  (рис. 4) при этом возникают разнополярные импульсы прямоугольной формы, каждый из которых имеет длительность, равную  $1/2f$ .

Система уравнений, соответствующая схеме замещения (рис. 5), будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} U_n - Sw_1 \frac{dB}{dt} - i_1 r_1 - u_T \\ - Sw_2 \frac{dB}{dt} - i_2 r_2 \\ i_1 w_1 + i_2 w_2 = hI \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где  $r_1$  и  $r_2$  — активное сопротивление в цепях обмоток  $w_1$  и  $w_2$  соответственно;  $u_T$  — падение напряжения на открытом триоде  $T_1$ .

Исключая из уравнений (17) токи  $i_1$  и  $i_2$ , получим соотношение

$$U_n - Sw_1 \frac{dB}{dt} \left[ 1 + \left( \frac{w_2}{w_1} \right)^2 \frac{r_1}{r_2} \right] + u_T + \frac{hI}{w_1} r_1. \quad (18)$$

Принтегрируем уравнение (18) по времени от 0 до  $T/2$ :

$$U_n = 4fS\omega_1 B_{\max} \left[ 1 + \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \frac{r_1}{r_2} \right] + U_T + \frac{Ir_1}{\omega_1} H_{\text{ср}}, \quad (19)$$

где  $U_T = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_T(t) dt$  — среднее падение напряжения на триоде;  $H_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} h(t) dt$  — среднее значение напряженности поля.

При условии:  $U_T = 0$ ,  $H_{\text{ср}} = 0$ ,  $r_1 = 0$ , а  $B_{\max} = B_s$ , формулы (16) и (19) совпали бы.

Погрешность преобразования напряжения можно установить из следующих соображений. Рассмотрим наряду с идеализированным преобразователем, у которого связь между  $I$  и  $U_n$  определяется формулой (16), реальное устройство с сердечником, имеющим площадь поперечного сечения

$$S' = S \left[ 1 + \frac{r_1}{r_2} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right],$$

число витков, равное  $\omega_1$ , и частоту  $f$ . Тогда относительная разность  $\varepsilon_U$  между напряжениями двух преобразователей будет определяться формулой

$$\varepsilon_U = \frac{B_{\max} - B_s}{B_s} + \frac{U_T + \frac{Ir_1}{\omega_1} H_{\text{ср}}}{U_{\text{п.и}}}, \quad (20)$$

где  $\varepsilon_U = \frac{U_{\text{п.и}} - U_n}{U_{\text{п.и}}}$ ;  $U_{\text{п.и}}$ ,  $U_n$  — напряжение на входе идеализированного и реального преобразователя соответственно.

Выделим слагаемые, пропорциональные  $U_{\text{п.и}}^{-1}$ , и слагаемые, не зависящие от частоты. Слагаемые первого вида приводят к появлению постоянной абсолютной погрешности, а второго — к постоянной относительной погрешности и могут быть легко учтены при настройке преобразователя.

С этой целью представим  $U_T$  и  $H_{\text{ср}}$  в виде

$$\left. \begin{aligned} U_T &= U_0 + \alpha_0 U_{\text{п.и}} + \alpha_T(U_{\text{п.и}}), \\ H_{\text{ср}} &= H_0 + \gamma_0 U_{\text{п.и}} + \gamma_H(U_{\text{п.и}}), \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где  $U_0$ ,  $H_0$ ,  $\alpha_0$ ,  $\gamma_0$  — постоянные величины;  $\alpha_T(U_{\text{п.и}})$ ,  $\gamma_H(U_{\text{п.и}})$  — некоторые функции преобразуемого напряжения.

Что касается индукции  $B_{\max}$ , то для нее можно использовать соотношение, характеризующее поведение материала в области насыщения сердечника [8]:

$$B_{\max} = B_s - \beta_0 H_{\max} + \beta_M(H_{\max}), \quad (22)$$

где  $\beta_0$  — постоянная величина;  $\beta_M(H_{\max})$  — функция [амплитуды напряженности поля.

Можно показать, что амплитуда напряженности поля  $H_{\max}$  с достаточной для оценки величины  $\varepsilon_U$  точностью пропорциональна преобразуемому напряжению  $U_n$ , поэтому второе слагаемое в формуле (22) приводит к появлению добавочной постоянной абсолютной погрешности преобразования. Если принято, что все постоянные составляющие абсолютной погрешности скорректированы (это не составляет никакого труда при наладке устройства), то останется погрешность

$$\varepsilon'_U = \frac{\beta_M(H_{\max})}{B_s} + \frac{\alpha_T(U_{\text{п.и}}) + \gamma_H(U_{\text{п.и}})}{U_{\text{п.и}}}, \quad (23)$$

Наибольшую роль играет первое слагаемое в формуле (23) и лишь для магнитных материалов низкого качества начинает влиять составляющая, связанная с  $\gamma_n$  ( $U_{n,n}$ ). Таким образом, наиболее пригодными для преобразователей оказываются материалы, у которых кривая намагничивания  $B_{\max} = f(H_{\max})$  описывается зависимостью

$$B_{\max} = B_S - \frac{\beta_0'}{H_{\max}} \quad (24)$$

или аналогичной ей формулой Фрелиха — Кеннели [9].

Определение относительной разности вида  $\frac{B_{\max} - B_S}{B_S}$  может быть выполнено

известными приемами с весьма высокой точностью, если в качестве  $B_S$  принять,



Рис. 6. Кривые погрешностей преобразователя, полученные при непосредственной проверке (1) и по данным определения характеристик (2)

согласие результатов, полученных независимыми методами, можно считать вполне удовлетворительным.

например, максимальную индукцию, соответствующую наибольшему преобразуемому напряжению. Для иллюстрации эффективности такого подхода на рис. 6 приведены зависимости  $\epsilon_U$  от  $U_n$ , полученные Н. Г. Семенко, которые найдены по формуле (23) путем экспериментального определения соответствующих величин и непосредственным измерением погрешности преобразования. Несмотря на малую погрешность преобразования,

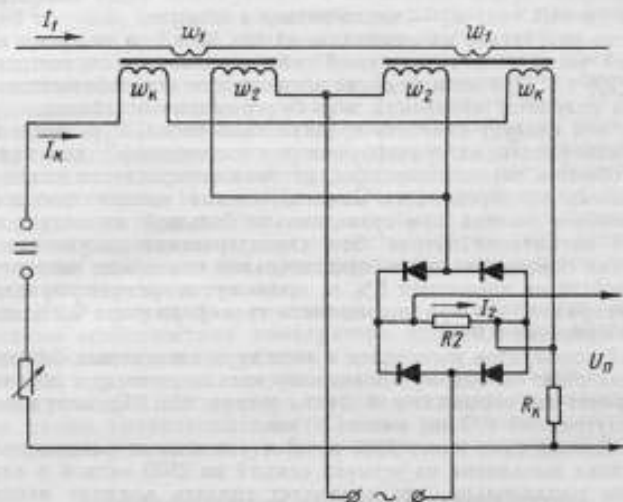
## ЛИТЕРАТУРА

1. Векслер А. З., Семенко Н. Г. Исследование двухтактного измерительного ферротранзисторного преобразователя напряжения. «Автоматика и телемеханика», 1965, т. 26, в. 9.
2. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматки и вычислительной техники. «Наука», 1966.
3. Векслер А. З., Плетнев В. В. Экспериментальное определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1969.
4. Векслер А. З. Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1969.
5. Сешу С., Балабян Н. Анализ линейных цепей. Госэнергониздат, 1963.
6. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. Госэнергониздат, 1958.
7. Бачурин Н. И. Трансформаторы тока. «Энергия», 1964.
8. Вонсовский С. В., Шур Я. С. Ферромагнетизм. Гостехиздат, 1948.
9. Бозорт Р. Ферромагнетизм. Изд-во иностр. лит. 1957.

Поступила в редакцию  
16/III 1970 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО КОМПАРАТОРА  
ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для измерения постоянного тока порядка десятков тысяч ампер применяют магнитные компараторы [1—4]. Из-за нестабильности большого постоянного тока уравновешивание компаратора вручную сопряжено с большими погрешностями, поэтому все шире используют автоматические самоуравновешивающиеся устройства разных видов [2—4]. В связи с высокой чувствительностью таких компараторов их довольно широко используют для проверки измеритель-



Упрощенная схема неуравновешенного магнитного компаратора постоянного тока

ных трансформаторов и шунтов. Существенным недостатком почти всех магнитных компараторов большого постоянного тока является их сложность и громоздкость. Кроме того, следует отметить, что заметное влияние на точность измерений компаратором может оказать неоднородность намагничивания его сердечника полем, создаваемым шиной, по которой протекает ток.

Поэтому большой интерес представляет созданный в Свердловском филиале ВНИИМ компаратор (см. рисунок), в котором магнитодвижущая сила, созданная измеряемым током, не уравновешивается полностью и оставшаяся часть автоматически определяется измерительным трансформатором. Такой вариант компаратора не только много проще самоуравновешивающегося, но и позволяет свести к пренебрежимо малому влиянию неоднородности намагничивания сердечника на точность измерения. Последнее связано с весьма слабой чувствительностью к неоднородному намагничиванию сердечников у трансформатора постоянного тока, имеющего секционированные параллельно соединенные обмотки.

## Устройство компаратора

В компараторе измеряемый ток протекает по шине, образующей одновитковую обмотку  $w_1$  для каждого из двух его сердечников. На магнитопроводы уложены обмотки  $w_k$ , по которым протекает ток  $I_k$ , создающий компенсирующую

магнитодвижущую силу, и обмотки цепи переменного тока  $w_2$ . Последние соединены параллельно и питаются от источника переменного тока.

Если сопротивления  $R_k$  и  $R_2$ , включенные в цепь источника постоянного тока и в диагональ выпрямительного моста соответственно, подобраны так, что выполняется условие

$$\frac{R_{k0}}{w_k} = \frac{2R_{20}}{w_2}, \quad (1)$$

где  $R_{k0}$  и  $R_{20}$  — номинальные значения  $R_k$  и  $R_2$  соответственно, то при отсутствии погрешности коэффициента передачи у «трансформаторной» части компаратора сумма падений напряжения  $U_n = U_k + U_2$  на  $R_k$  и  $R_2$  будет определяться выражением

$$U_n = \frac{I_1 R_k}{w_1}, \quad (2)$$

где  $I_1$  — измеряемый ток;  $w_1$  — число витков в обмотке.

Устройство рассчитано на номинальный ток 25 кА, в то время как нескомпенсированной части магнитодвижущей силы сердечников соответствует максимальный ток 2,5 кА. При этом влияние погрешности «трансформаторной» части устройства на результат измерения тока будет сильно ослаблено.

Вместе с тем следует отметить сравнительно небольшую погрешность (порядка 0,1%) измерительных трансформаторов постоянного тока с параллельным соединением обмоток переменного тока, которая определяется главным образом характеристиками одновременного намагничивания магнитопроводов постоянным и переменным полями при сравнительно большой амплитуде переменной составляющей магнитного потока. Эти характеристики достаточно стабильны во времени: как показывает опыт, относительное изменение интересующих нас магнитных свойств не превышает 5% за промежуток времени порядка 2—3 лет. Это значит, например, что при погрешности трансформатора 0,2% ее изменение за 2—3 г. не превысит 0,01%.

Магнитный компаратор изготовлен в виде двух идентичных блоков, каждый из которых содержит по одному кольцевому магнитопроводу с обмотками. Магнитопровод навит из пермаллоевой ленты марки 80НХС; наружный диаметр его 540 мм, внутренний 480 мм, высота 30 мм.

Обмотка компенсации имеет 5000 витков, уложенных равномерно. Обмотка переменного тока выполнена из четырех секций по 2500 витков в каждой. Секции соединены параллельно, что позволяет свести влияние неоднородности намагничивания сердечника на погрешность коэффициента трансформации.

#### Погрешности компаратора

Погрешности, вносимые измерительным трансформатором, а также суммированием напряжений в цепи компаратора, составляют основную часть погрешности описываемого устройства. Падения напряжений  $U_k$  и  $U_2$  на сопротивлениях  $R_k$  и  $R_2$  (см. рисунок) определяют следующим образом:

$$U_k = I_k R_k, \quad (3)$$

$$U_2 = (I_1 - w_k I_k) \frac{2}{w_2} (1 + \epsilon) R_2, \quad (4)$$

где  $\epsilon$  — относительная погрешность трансформатора;  $w_2$  и  $w_k$  — число витков в обмотках.

Отсюда можно установить связь между измеряемым током  $I_1$  и падениями напряжения  $U_k$  и  $U_2$ :

$$I_1 = \frac{w_k}{R_k} U_k + \frac{w_2}{2R_2} \frac{U_2}{1 + \epsilon}. \quad (5)$$

Пусть сопротивления  $R_k$  и  $R_2$  связаны с величинами  $R_{k0}$  и  $R_{20}$ , входящими в формулу (1), соотношениями

$$R_k = R_{k0} (1 + \delta R_k), \quad (6)$$

$$R_2 = R_{20} (1 + \delta R_2). \quad (7)$$



Тогда формулу (5) можно преобразовать к виду

$$I_1 \approx \frac{w_k}{R_k} U_n \left[ 1 - \frac{U_2}{U_n} \varepsilon - \frac{U_k}{U_n} \delta R_k - \frac{U_2}{U_n} \delta R_2 \right]. \quad (8)$$

Отсюда погрешность определения силы тока  $\delta I_1$ , вносимую компаратором, найдем из выражения

$$\delta I_1 = - \left[ \frac{U_k}{U_n} \delta R_k + \frac{U_2}{U_n} (\varepsilon + \delta R_2) \right]. \quad (9)$$

Так, если  $U_2/U_n = 0,1$ ,  $\delta R_k = \delta R_2 = 0,01\%$  и  $\varepsilon = 0,1\%$ , то погрешность определения измеряемого тока  $\delta I_1$  будет равна  $0,02\%$ .

Обычно при измерениях контролируют выпрямленный вторичный ток  $I_2$  трансформаторной части компаратора, а следовательно, и падение напряжения  $U_2$ . С другой стороны, нетрудно определить погрешность  $\varepsilon$  при проверке, так как последнюю проводят при токе, много меньшем номинального.

Заметим, что весьма полезно для снижения погрешности компаратора включить выпрямительный мостик с резистором  $R_2$  во вторичную обмотку вспомогательного измерительного трансформатора переменного тока (ТТ). При этом первичную обмотку ТТ включают в неразветвленную часть цепи переменного тока компаратора. Эффективность такого включения объясняется разным характером изменения погрешностей трансформаторов постоянного и переменного токов с увеличением тока нагрузки. По мере роста тока нагрузки погрешность трансформатора переменного тока уменьшается по абсолютному значению, а постоянного — увеличивается. Погрешность  $\varepsilon$  определяли экспериментально при включенном измерительном трансформаторе переменного тока, который для простоты на рисунке не показан.

Приведенные соображения показывают, что погрешности, обусловленные специфическими особенностями компаратора, сравнительно невелики и могут быть при необходимости легко учтены.

Разумеется, при проверке измерительных трансформаторов постоянного тока или шунтов с помощью компаратора следует учитывать погрешности, вносимые элементами схемы уравновешивания. Оценка этих погрешностей показывает, что при необходимости они могут быть сведены к значениям порядка  $0,0 - 0,03\%$ .

### Экспериментальное исследование компаратора

При определении зависимости относительной погрешности  $\varepsilon$  трансформатора от измеряемого тока и эффективного значения вспомогательного извращения при  $I_1 = 400 - 2400$  А в качестве образцовой меры использован набор параллельно включенных сопротивлений типа Р-323, одноименные потенциальные зажимы которых объединяли с помощью «уравнительных» катушек по 10 Ом каждая. Результаты определения погрешности  $\varepsilon$  приведены в табл. 1.

Данные табл. 1 показывают, что увеличение напряжения от 160 до 180 В приводит к возрастанию абсолютной погрешности  $\Delta$  трансформатора на 1,2—1,7 А. Таким образом, изменение абсолютной погрешности с ростом напряжения слабо зависит от измеряемого тока.

Следует отметить, что приведенные данные отражают наложение двух погрешностей, одна из которых связана с «трансформаторной частью» компаратора, другая — с измерительным трансформатором переменного тока, включенным в цепь переменного тока  $I_2$  (на рисунке не показан). Включение вспомогательного трансформатора оказалось полезным: благодаря различию в характере изменения погрешностей трансформаторов суммарная относительная погрешность слабо зависит от измеряемого тока. Кроме того, удалось свести до пренебрежимо малой емкости связь между цепями токов  $I_k$  и  $I_{2cp}$ .

Одновременно было проверено влияние параметров цепи постоянного тока  $I_k$  на погрешность  $\varepsilon$ . Хотя в идеальных условиях у выбранной схемы трансформатора э. д. с. не индуцируется в другие цепи, однако из-за активного сопротивления обмоток переменного тока наведенную э. д. с. полностью исключить не удается. Чтобы оценить влияние наведенной э. д. с. на погрешность  $\varepsilon$ , был

проведен ряд измерений при разомкнутой цепи компенсирующего тока, а также при замыкании ее накоротко и через реостат и дроссель с большой индуктивностью.

Измерения показали, что погрешность изменяется при этом в незначительных пределах. Так, при  $\Delta I_1 = 2000$  А и  $U_- = 160$  В погрешность  $\Delta$  равна  $-1,92$  А, если обмотки  $w_1$  разомкнуты, и  $\Delta = -1,68$  А, если обмотки  $w_2$  замкнуты через сопротивление  $R = 25$  Ом. Одновременное включение дросселя и сопротивления практически не влияло на погрешность трансформатора: она оставалась такой же, как и при размыкании цепи обмоток  $w_2$ .

Для питания компаратора служит источник постоянного компенсирующего тока. Чтобы предупредить утечки тока при измерениях, были приняты меры по тщательной изоляции всех элементов измерительной схемы.

Для оценки точности компаратора в целом падение напряжения на выходе последнего сравнивали с помощью делителя с падением напряжения на образцовой мере сопротивления, составленной из 9 элементов, каждый из которых рассчитан на номинальный ток 2500 А и напряжение 50 мВ. Погрешность меры не превышала 0,05% и ее учитывали при обработке результатов измерений. Данные о погрешности меры сопротивления получены на основании результатов сличения каждого из элементов меры с набором аттестованных мер типа Р-323, для которых были найдены действительные значения сопротивления в рабочем диапазоне тока.

Как показано выше, погрешность компаратора содержит составляющую, обусловленную погрешностью  $\varepsilon$  трансформатора. Если при измерениях вторичный ток  $I_{2\text{cp}}$  поддерживать около некоторого постоянного значения, для которого погрешность трансформаторной части  $\varepsilon$  заранее определена, то эта составляющая исключается введением соответствующей поправки.

Для оценки точности компаратора измерения были выполнены при двух значениях выпрямленного вторичного тока:

а)  $I_{2\text{cp}} \approx 0,3$  А ( $\Delta I_2 \approx 400$  А);

б)  $I_{2\text{cp}} \approx 1,7$  А ( $\Delta I_2 \approx 2000$  А)

и при напряжении переменного тока  $U_- = 160$  В.

В табл. 2 приведены результаты сравнения меры сопротивления с компаратором и указана относительная погрешность  $\delta$  определения соответствующего коэффициента передачи компаратора (с учетом погрешности  $\varepsilon$ ) по мере.

Таблица 1

Таблица 2

Измеряемый ток, А	Погрешности при напряжении переменного тока			
	160 в		180 в	
	$\Delta$ , А	$\varepsilon$ , %	$\Delta$ , А	$\varepsilon$ , %
400	-0,18	-0,04	+0,99	+0,25
300	-0,77	-0,26	+0,56	+0,19
1200	-1,16	-0,10	+0,05	+0,0
1600	-1,53	-0,10	-0,08	0,0
2000	-1,92	-0,10	-0,30	-0,01
2400	-2,31	-0,10	-0,60	-0,03

Измеряемый ток $I_2$ , в А при $I_{2\text{cp}} = 0,3$ А	Погрешность определения силы тока $\delta$ , %	Измеряемый ток $I_2$ , в А при $I_{2\text{cp}} = 1,7$ А	Погрешность определения силы тока, $\delta$ , %
2,6	0,00	4,5	0,00
4,2	0,02	5,4	0,02
5,8	0,02	7,6	0,01
7,6	0,02	9,2	0,01
9,8	0,03	10,2	0,01
11,3	0,02	12,6	0,01
12,8	0,02	14,4	0,01
		16,8	0,01
		18,0	0,01
		21,0	0,00

Примечание.  $\Delta$  — абсолютное значение погрешности трансформации, выраженное в амперах;  $\varepsilon$  — относительная погрешность трансформатора.

Из табл. 2 видно, что току  $I_{2\text{ср}} \approx 1,7$  А соответствует в основном меньшая остаточная погрешность, чем  $I_{2\text{ср}} \approx 0,3$  А. Это объясняется некоторой неустойчивостью погрешностей трансформатора переменного тока, включенного в «трансформаторную часть» при токе  $I_{2\text{ср}} \approx 0,3$  А. Поэтому представляется целесообразным получать при работе с компаратором ток  $I_{2\text{ср}}$  порядка 1 А и более.

При интерпретации полученных значений погрешности определения силы тока  $\delta$  следует учитывать не только характеристики компаратора, но и ошибки, вносимые неточностью определения параметров элементов меры сопротивления и схемы уравнивания. Оценка показывает, что погрешности, вносимые последним фактором, оказываются такого же порядка величины, что и  $\delta$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Михайлова Е. К. Дроссельный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений. «Электричество» 1951, № 8.
2. Abraham L., Neumann K. Kompensationswandler zur Präzisionsmessung hoher Gleichströme. ETZ-A, 1959, Bd. 80, 18, S. 629—632.
3. Mac-Martín M. P., Kusters N. L. A self-balancing direct current comparator for 20 000 amperes. IEEE Trans. Magnetics, Dec. 1965, v. MAC-1, p. 396—402.
4. Крэммер W. Gleichstromwandler für sehrhohe Stromstärken. Патент ФРГ, кл. 21e, 27/02. № 1056736 от 3 декабря 1959 г.

Поступила в редакцию  
18/III 1970 г.

УДК 621.314.1.084.88

В. В. ПЛЕТНЕВ, Н. Г. СЕМЕНКО  
СВЕРДЛОВСКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВНЕШНИХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАБОТУ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Трансформаторы постоянного тока (ТПТ), выпускаемые серийно, являются основным видом измерительных преобразователей, применяемых на электролизных заводах и других энергоёмких предприятиях для измерения постоянного тока до 200 000 А. Они имеют ряд преимуществ перед устройствами других типов, используемыми для этой цели: обеспечивают изоляцию измерительных цепей от силовых, допускают включение во вторичную цепь приборов, потребляющих относительно большую мощность, погрешность их коэффициента трансформации обычно не превышает 0,5%, а в некоторых случаях и меньше [1, 2].

При измерении токов, превышающих 30—50 кА, применяют комплекты устройства с несколькими трансформаторами, каждый из которых используется для измерения тока отдельных выпрямительных агрегатов, работающих на общую нагрузку.

Обычно трансформаторы эксплуатируют в условиях, когда на них воздействуют магнитные поля соседних шин с прямым и обратным током, оказывающие определенное влияние на работу ТПТ. Вопрос о характере и степени этого влияния особенно актуален в настоящее время, так как преобразовательные подстанции оснащают новыми полупроводниковыми выпрямительными устройствами, значительно более компактными, чем применявшиеся ранее, что позволяет уменьшить размеры производственных корпусов и приводит к уплотнению монтажа шинных токопроводов.

При этих условиях уже на стадии проектирования преобразовательных подстанций расстояние между токонесущими шинами устанавливается менее 1 м. В то же время в заводских инструкциях по эксплуатации трансформаторов указывают как минимально допустимые расстояния до соседних токонесущих шин,

равные 3 м, что иногда приводит к тому, что трансформаторы заменяют другими измерительными устройствами в ущерб точности измерений.

Между тем многочисленные проверки трансформаторов, размещенных в шинных коридорах с явным нарушением требований заводских инструкций, показывают, что погрешности ТПТ зачастую не превосходят допустимых и что требования инструкции, таким образом, недостаточно обоснованы.

Ниже приведены результаты экспериментального исследования, предпринятого с целью более полного выявления влияния магнитных полей на работу и на погрешности трансформаторов как с последовательной, так и с параллельной схемой соединения вторичных обмоток и рассчитанных на разные номинальные токи.

Исследование проведено на лабораторной установке, позволяющей получить постоянный ток, регулируемый в пределах от 200 А до 20 кА. Погрешности трансформаторов определяли по методике, рекомендуемой в ГОСТ 13383—67, используя образцовую комбинированную меру сопротивления, действительное сопротивление которой известно с погрешностью, не превышающей 0,05%.

### Влияние поля параллельной шины с обратным током

Исходными образцами для исследования служили два трансформатора из комплектного измерительного устройства типа И505/5 и ТПТ типа И58М/1. В дальнейшем для краткости будем именовать их соответственно ТПТ № 1, ТПТ № 2, ТПТ № 3. Они исследованы при вариантах соединения вторичных обмоток, приведенных в табл. 1.

Таблица 1

Номер ТПТ	Схема соединения и число секций	Номинальные		
		число витков в обмотках $w_2$	испомогательное напряжение $U_{доп}$ , В	вторичный ток ТПТ $I_{ср}$ , А
1	Последовательная, 4 секции	1000	90	5,00
	То же, обмотки несекционированы	4000	360	1,25
	Параллельная, 4 секции	1000	45	10,00
	То же, 2 секции	2000	90	5,00
	То же, обмотки несекционированы	4000	180	2,50
	2	Последовательная, 4 секции	1000	90
Параллельная, 2 секции		2000	90	5,00
3	Параллельная, 4 секции	3000	170	10,00

Отметим, что ТПТ № 3 (И58М/1) исследован в заводском варианте соединения вторичных обмоток.

Питание ТПТ осуществлено от сети через автотрансформатор типа РНО-1. Трансформатор № 3 исследован в комплекте со своим вспомогательным устройством (ВУИ), трансформаторы № 1 и 2 — без вспомогательных устройств.

Некоторые технические данные о трансформаторах ТПТ № 1 и ТПТ № 2, исследованных при номинальном первичном токе  $I_1 = 5000$  А, и о трансформаторе ТПТ № 3, исследованном при  $I_1 = 15000$  А, приведены в табл. 1.

Трансформаторы исследовали в прямоугольном шинном контуре, состоящем из жестких продольных шин длиной 4 м и гибких поперечных, позволявших изменять расстояние между продольными шинами от 3 до 0,3 м. Испытуемый трансформатор размещался в средней части одной из продольных шин.

Зависимость погрешностей ТПТ от измеряемого тока при разных расстояниях между токонесущими шинами, показана на рис. 1—4.

Погрешность  $\epsilon$  трансформатора может быть представлена как сумма слагаемых: постоянной  $\epsilon_0$  и переменной  $\delta$  систематических погрешностей. Постоянная погрешность характеризует отличие от номинального среднего значения коэффициента трансформации, вычисленного в некотором диапазоне значений измеряемого тока. Переменная систематическая погрешность отражает непостоянство коэффициента трансформации в зависимости от значения измеряемого тока и ее вычисляют как разность действительного и среднего значений коэффициента трансформации при данном токе.

Степень влияния внешних факторов на работу трансформатора будем характеризовать изменением постоянной погрешности  $\alpha$ , а также значением переменной погрешности  $\delta$  при наличии внешних полей.

В табл. 2 приведены значения указанных погрешностей в процентах по отношению к номинальному коэффициенту трансформации при соответствующих расстояниях между шинами (параметр  $a$ ). Рабочий диапазон по току соответствует пределам от 0,4 до  $1I_{ном}$ .

Таблица 2

Номер ТПТ	Схема соединения	Расстояние $a$ между шинами, м	Погрешность, %		Изменение постоянной погрешности %	
			постоянная	максимальная переменная		
1	Последовательная; 4 секции	3	-1,99	0,53	-0,18	
		1,0	-2,17	0,57	-1,57	
		0,3	-3,74	1,34		
	То же Обмотки несекционированы	3,0	-1,67	3,30	-0,22	
		1,0	-1,89	0,43	-3,36	
		0,3	-5,26	1,70		
	3	Параллельная; 4 секции	3,0	-0,02	0,06	0,00
			1,0	-0,02	0,05	-0,01
			0,3	-0,03	0,06	
		То же 2 секции	3,0	0,00	0,06	+0,01
			1,0	+0,01	0,07	+0,03
			0,3	+0,04	0,08	
То же с несекционированными обмотками		3,0	0,00	0,06	+0,02	
		1,0	+0,02	0,08	+0,01	
		0,3	+0,03	0,48		
3		То же 4 секции	3,0	-0,07	0,20	-0,03
			0,95	-0,10	0,20	

Из рис. 1—4 и табл. 2 следует, что в рабочем диапазоне измеряемых токов: переменная погрешность трансформаторов постоянного тока с последовательной схемой соединения вторичных обмоток в 5—10 раз больше, чем у ТПТ с параллельной схемой;

внешние магнитные поля, создаваемые токами, протекающими в соседних параллельных шинах, вызывают увеличение переменной погрешности ТПТ с последовательной схемой, особенно при несекционированных обмотках; те же поля практически не влияют на погрешность ТПТ с параллельной схемой;

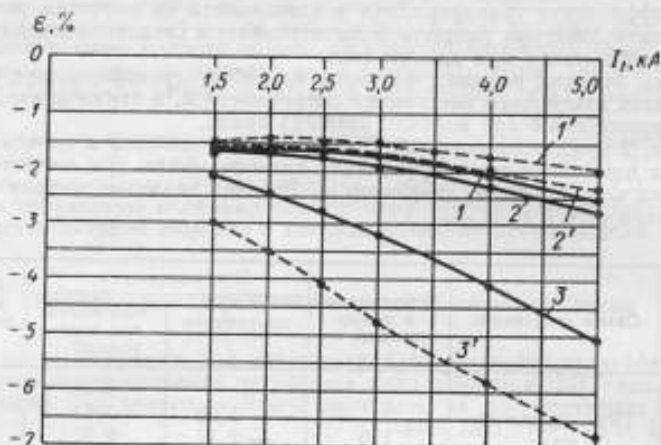


Рис. 1. Погрешности трансформатора с последовательным соединением рабочих обмоток

1, 2, 3 — кривые погрешности при расстояниях трансформатора до шин с обратным током соответственно 3, 1 и 0,3 м и при обмотках, состоящих из четырех параллельных секций; 1', 2', 3' — то же, при несекционированных обмотках

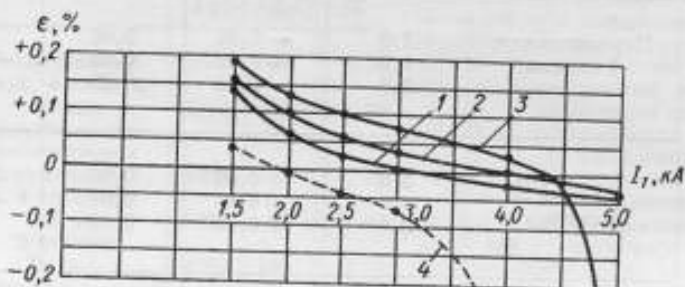


Рис. 2. Погрешности трансформатора с параллельным соединением несекционированных рабочих обмоток

1, 2 и 3 — кривые погрешности при расстояниях  $a$  трансформатора до шин с обратным током соответственно 3, 1 и 0,3 м. Кривая 4 получена при расстоянии  $a = 0,3$  м и повышенном на 10% вспомогательном напряжении трансформатора

параллельное секционирование вторичных обмоток при последовательной схеме несколько снижает зависимость коэффициента трансформации  $k_{TP}$  от внешних магнитных полей (отметим, что секционирование обмоток уменьшает также зависимость  $k_{TP}$  от вспомогательного переменного напряжения);

главный эффект секционирования обмоток при параллельной схеме — снижение влияния на  $k_{гф}$  вспомогательного напряжения. Изменение постоянной погрешности  $\epsilon_0$  при этом не может быть достоверно обнаружено, так как оно того же порядка, что и погрешность использованной методики поверки.

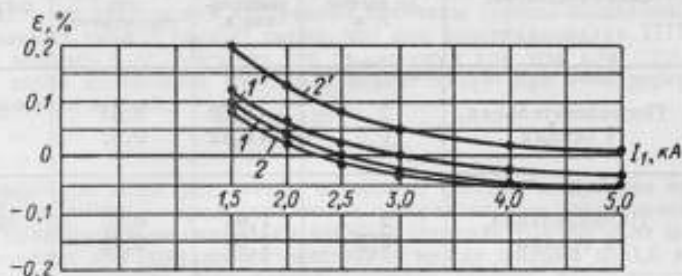


Рис. 3. Погрешности трансформатора с параллельным соединением рабочих обмоток

1, 2 — кривые погрешности при расстояниях трансформатора до шины с обратным током, соответственно, 3 м и 0,3 м. Обмотки трансформатора состоят из четырех параллельных секций; 1' и 2' — то же для трансформатора с двумя параллельными секциями

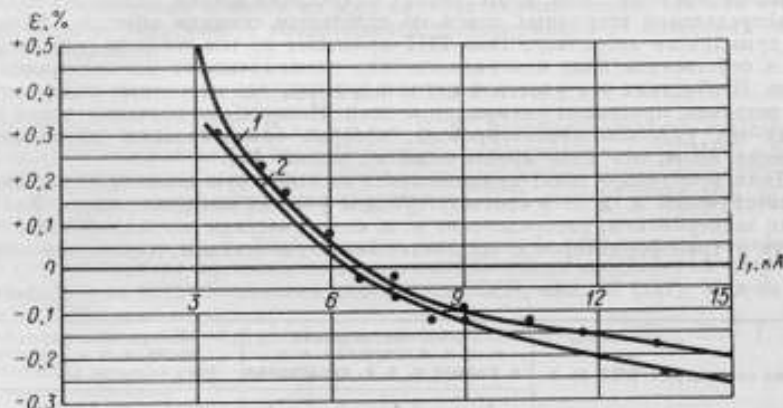


Рис. 4. Погрешности трансформатора с номинальным током 15 кА при параллельном соединении рабочих секционированных (по 4 секции) обмоток

1 — при расстоянии трансформатора до шины 3 м, 2 — то же при 0,9 м

#### Влияние изгибов ошиновки и поперечных шин с током

На работу ТПТ оказывают также влияние участки шинпровода, изогнутые под прямым углом к прямой и обратной шинам, и поперечные шины с током. Результаты исследования погрешности ТПТ № 2 и № 3 при расстояниях между ТПТ и ближним прямоугольным изгибом шинпровода, равных 1,5 — 2 м и 0,5 м, приведены в табл. 3.

Из табл. 3 следует, что погрешность ТПТ с последовательной схемой соединения увеличивается по мере приближения ТПТ к поперечному участку шинпровода с током (к изгибу ошиновки). Изменения погрешности ТПТ с параллельной схемой от приближения ТПТ к изгибу шинпровода практически лежат за пределами точности измерения.

Номер ТПТ	Схемы соединения	Расстояние от ТПТ до изгиба $b$ , м	Погрешность, %		Изменение постоянной погрешности $\alpha$ , %
			постоянная $\epsilon_0$	максимальная переменная $\delta$	
2	Последовательная, 4 секции	2	-0,60	0,51	-0,12
		0,5	-0,72	0,52	
	Параллельная, 2 секции	2	1,64	0,10	+0,02
		0,5	1,66	0,10	
3	То же, 4 секции	1,5	-0,08	0,22	-0,01
		0,5	-0,09	0,21	

#### Распределение токов по секциям обмоток

Магнитное поле токов, протекающих по соседним шинам, оказывает влияние на распределение вторичных токов по отдельным секциям обмоток. Большая доля суммарного вторичного тока ТПТ протекает по тем секциям, где внешнее поле и собственное поле измеряемого тока намагничивают магнитопровод согласно. В обмотках тех участков магнитопровода, где магнитные поля направлены встречно, протекают уменьшенные токи. Наконец, на значения токов в обмотках тех участков магнитопровода, которые ориентированы нормально к внешнему полю, это поле практически не влияет [3].

Доля вторичного тока, приходящаяся на отдельную секцию, определяется результирующей м. д. с. в соответствующем участке магнитопровода. Как показали эксперименты, распределение м. д. с. по участкам магнитопровода, в частности у трансформаторов с шихтованными сердечниками, имеющими конфи-

Таблица 4

Схема соединения ТПТ № 1	Расчетные значения м. д. с. в стержнях, в % к полной м. д. с. сердечника				Измеренные значения токов, в % к полному току обмоток сердечника			
	1	2	3	4	1	2	3	4
Последовательная, 4 секции $a = 1,1$ м	29	24,6	21,8	24,6	29	24,8	21,4	24,8
Параллельная, 4 секции $a = 1,1$ м	29	24,6	21,8	24,6	28,6	25	21,4	25
То же, 2 секции $a = 1,1$ м $a = 0,3$ м								
	53,6		46,4		56,0		44,0	
		63,0		37,0		66,7		33,3

Примечания. Цифрами 1, 2, 3, 4 обозначены стержни сердечника (и соответственно секции обмоток) по порядку, начиная от ближайшего к параллельной обратной шине.  $a$  — расстояние ТПТ до шины с обратным током.



гуграцию квадрата, можно рассчитывать так же, как и для немагнитного сердечника с аналогичной конфигурацией.

В табл. 4 приведены для ТПТ № 1 расчетные значения м. д. с. в отдельных стержнях сердечника с размещенными на них секциями обмоток (по одной на стержень) и измеренные значения токов, протекающих в этих секциях. Из таблицы видно, что расчетные и измеренные величины хорошо совпадают.

Из данных табл. 4 следует также, что при конструировании ТПТ или при решении вопроса о возможности его применения при том или ином монтаже силовых цепей необходимо учитывать возникающую при этом перегрузку по току отдельных секций.

#### Заключение

Приведенные выше результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. На погрешности трансформаторов с параллельным соединением рабочих обмоток практически не оказывают влияния соседние токонесущие шины и изгибы ошинки при сокращении расстояния между шинами до 0,3 м.

2. При конструировании трансформаторов сечение намоточного провода следует выбирать с учетом перераспределения тока в секциях обмоток, обусловленного влиянием близко расположенной токонесущей шины. В неблагоприятных условиях возможно увеличение тока в секции на 25% и более по отношению к номинальному.

3. Трансформаторы с последовательным соединением рабочих обмоток можно использовать при расстояниях между шинами до 1 м при обязательном секционировании обмоток.

Секционирование обмоток во всех случаях целесообразно, так как существенно снижает зависимость коэффициента трансформации от колебаний питающего напряжения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Векслер А. З., Плетнев В. В. Экспериментальное определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока (ИТПТ) с параллельным соединением вторичных обмоток по магнитным характеристикам сердечников. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1968.

2. Векслер А. З. Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1968.

3. K r ä m e r W. Entwicklungssand des Gleichstromwandlers, Teil I, ATM, März, 1961.

Поступила в редакцию  
18/III 1970 г.

УДК 621.314.2.089.68

Б. В. ЗАХАРОВ

СВЕРДЛОВСКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

#### ОБРАЗЦОВЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ТОКА ДО 25000А

В настоящее время все большее распространение получают измерительные трансформаторы большого переменного тока (до 25—30 кА) классов точности 0,1, 0,2, 0,5 и менее точных. Господавателям необходимо поверить такие трансформаторы на промышленных предприятиях, где находятся источники тока, мощность которых в большинстве случаев ограничена. В этих условиях необходимое значение тока может быть получено лишь в контурах сравнительно небольших размеров, для включения в которые нужны простые, удобные в эксплуатации и относительно легкие образцовые трансформаторы, обеспечивающие достаточно высокую точность.

Создание измерительных трансформаторов наивысших классов точности на большие номинальные токи затруднено необходимостью преодолевать воздействия на них сильных магнитных полей, образуемых шинпроводами измеряемого тока. Автор работ [1, 2] справедливо считает, что основными требованиями, которым надо удовлетворить в этих условиях, являются равномерности намагничивания сердечника трансформатора и стабильность его погрешностей. Применяв сравнительно сложные конструктивные схемы первичной обмотки, зафиксированной относительно сердечника, и использовав трансформаторное масло, он создал прецизионные трансформаторы высокого класса точности. Однако эти трансформаторы рассчитаны на применение в стационарных условиях, а в работах [1, 2] нет каких-либо оценок степени влияния внешних магнитных полей на описанные в них трансформаторы, не упоминаются условия, при которых они обеспечивают гарантируемый класс точности.

С целью создания образцовых средств поверки на большие номинальные токи в Свердловском филиале ВНИИМ исследован тороидальный одновитковый трансформатор тока с простым, невстроенным сквозным токопроводом, не фиксируемым относительно магнитопровода. Ниже излагаются результаты этого исследования.

Токовая  $f$  и угловая  $\delta$  погрешности трансформатора тока с учетом воздействия на него внешнего магнитного поля (потока рассеяния), согласно данным работы [3], равны

$$\left. \begin{aligned} f &= -\frac{R_{\text{мн}}x_{02} + X_{\text{мн}}r_{02}}{\omega\omega_2^2} \cdot 10^2 \%, \\ \delta &= \frac{R_{\text{мн}}r_{02} - X_{\text{мн}}x_{02}}{\omega\omega_2^2} \cdot 3440', \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $R_{\text{мн}}$  и  $X_{\text{мн}}$  — составляющие комплексного магнитного сопротивления сердечника при неравномерном намагничивании;  $\omega$  — круговая частота;  $r_{02}$  и  $x_{02}$  — активное и реактивное сопротивления вторичной цепи;  $\omega_2$  — число витков вторичной обмотки.

$R_{\text{мн}}$  и  $X_{\text{мн}}$  равны:

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{мн}} &= \frac{\sum_1^n (R_{\text{м}i}a_i - X_{\text{м}i}b_i)}{\sum_1^n a_i}, \\ X_{\text{мн}} &= \frac{\sum_1^n (X_{\text{м}i}a_i + R_{\text{м}i}b_i)}{\sum_1^n a_i}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $n$  — число одинаковых участков, на которые условно разделен периметр сердечника с целью замены непрерывного распределения магнитных потоков и намагничивающей силы ступенчатым распределением по участкам, на каждом из которых они принимаются равными средним;  $a_i$  и  $b_i$  — проекции вектора амплитуды магнитной индукции  $i$ -го участка сердечника  $\vec{B}_{\text{м}i}$  соответственно на оси действительных и мнимых величин при направлении оси действительных чисел по вектору  $\sum_1^n \vec{B}_{\text{м}i}$ ;  $X_{\text{м}i}$  и  $R_{\text{м}i}$  — составляющие комплексного магнитного сопротивления сердечника, соответствующие модулю вектора  $\vec{B}_{\text{м}i}$ .

Так как всегда  $\sum_1^n b_i = 0$ , а  $a_i > 0$ , из выражений (1) и (2) следует, что погрешности трансформатора при воздействии на него потока рассеяния могут сравнительно резко увеличиться, если материал сердечника начнет насыщаться

в его наиболее намагниченном участке. При изменении в широком диапазоне магнитных индукций отдельных участков в области до начала насыщения и значительной крутизне магнитных характеристик может стать недопустимо большой и нестабильностью погрешностей трансформатора. С ростом номинальных коэффициентов трансформации на погрешностях трансформатора может заметно сказаться и увеличение индуктивного сопротивления рассеяния вторичной обмотки. Следовательно, у трансформатора необходимо прежде всего последовать: 1) характер распределения и значение магнитной индукции в сердечнике, 2) магнитные характеристики сердечника и 3) значение и знак

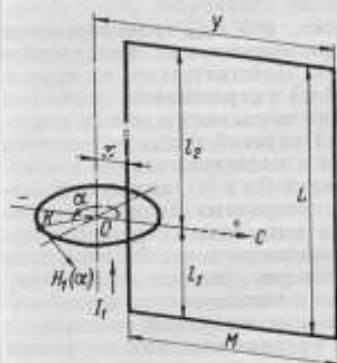


Рис. 1. Положение одновиткового тороидального трансформатора тока относительно шин контура измеряемого тока.

$l_1$  и  $M$  — соответственно длина сквозного и бокового проводов контура;  $\alpha$  — угловая координата точек окружности сердечника со средним радиусом  $R$ ;  $\tau$  — смещение сквозного токопровода относительно центра  $O$  окружности сердечника вдоль оси  $OC$ , лежащей в плоскости контура;  $y$  — расстояние от центра  $O$  до продольной оси обратного провода;  $l_1$  и  $l_2$  — длина отрезков, на которые сквозной провод делится плоскостью сердечника.

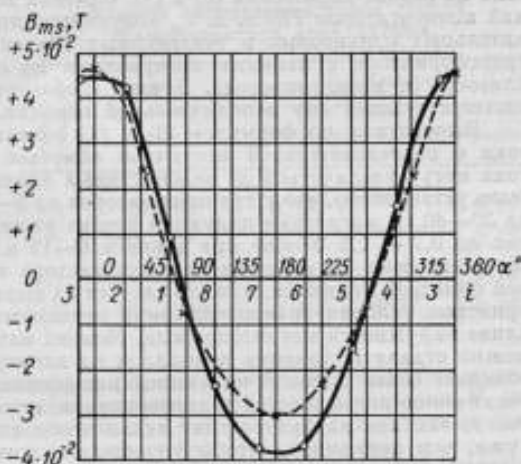


Рис. 2. Распределение амплитуды индукции потока рассеяния по окружности магнитопровода трансформатора тока с последовательной равномерной вторичной обмоткой.

Штриховая линия — расчет, сплошная — опыт

индуктивного сопротивления рассеяния вторичной обмотки.

Для определения параметров намагничивания сердечника трансформатора в Свердловском филиале ВНИИМ разработан расчетно-экспериментальный метод [4]. С его помощью проанализированы характер распределения намагничивающей силы измеряемого тока по окружности магнитопровода трансформатора, а также характер и значение потока рассеяния. В частности, при выключении трансформатора с последовательной равномерной вторичной обмоткой в прямоугольный контур с измеремым током  $I_1$  и пространственными параметрами, указанными на рис. 1, касательная составляющая внешнего поля  $H(\alpha)$  в некоторой точке периметра сердечника с угловой координатой  $\alpha$  равна практически

$$H(\alpha) = H_1(\alpha) - H_2 - I_1 F_1(\alpha) - I_1 F_2 = I_1 F(\alpha), \quad (3)$$

где  $H_1(\alpha)$  — касательная составляющая напряженности поля измеряемого тока в точке окружности сердечника, соответствующей углу  $\alpha$ ;  $H_2$  — напряженность поля вторичного тока;  $F_1(\alpha)$ ,  $F(\alpha)$ ,  $F_2$  — коэффициенты, учитывающие влияние пространственных параметров на напряженность поля соответственно  $H_1(\alpha)$ ,  $H(\alpha)$  и  $H_2$ .

Магнитная индукция потока рассеяния в сердечнике трансформатора  $B_{ms}$  равна

$$B_{ms}(\alpha) = k_1 H(\alpha), \quad (4)$$

где  $k_1$  — некоторый коэффициент, являющийся функцией размеров сердечника: внутреннего  $r_1$  и внешнего  $r_2$  радиусов и высоты  $h$ .

Характер воздействия внешнего магнитного поля на трансформатор тока может быть уяснен из рис. 2. На нем представлены расчетная (пунктир) и опытная (сплошная линия) кривые распределения амплитуды индукции потока рассеяния по окружности сердечника при  $r_1 = 11,9$  см,  $r_2 = 14,2$  см,  $h = 5$  см,  $L = 135$  см,  $M = 48$  см,  $I_1 = I_2$ ,  $x = 0$  и  $I_1 = 1200$  А. Расчетная кривая получена на основе выражений (3) и (4), опытная построена по результатам измерений компенсатором Р56 э. д. с., индуктированных в каждой из восьми дополнительных одинаковых и независимых обмоток, размещенных на сердечнике трансформатора с равными интервалами по окружности в непосредственной близости от магнитопровода. Буквой  $i$  обозначен номер участка сердечника и соответствующей ему дополнительной обмотки.

Вычисления по формулам (3) и (4) показывают, что  $B_{\text{отс}}$  трансформатора тока с последовательной вторичной обмоткой при возрастании измеряемого тока могут увеличиться до недопустимых значений. Действительно, на опытах было установлено, что у трансформаторов на 5—10 кА с сердечником диаметром до 30—40 см магнитные индукции потока рассеяния вырастают в малых контурах до 0,7—1,7 Т уже при токах в 6—12 кА. Причиной сильного влияния внешнего поля на сердечник трансформатора тока с последовательной вторичной обмоткой являются, как это следует из выражений (3) и (4), весьма неблагоприятные условия уравновешивания первичных и вторичных ампер-витков по длине окружности магнитопровода. Момент начала намагничивания сердечника можно отдалить, заменив пермаллой на электротехническую сталь; последняя обладает более высокой индукцией насыщения. Но это приведет к заметному увеличению погрешностей трансформатора, а также к повышению их нестабильности, так как характеристики стали в области малых индукций значительно хуже, чем пермаллоя. Чтобы улучшить условия уравновешивания первичной и вторичной намагничивающих сил трансформатора, необходимо создать возможность перераспределения вторичной намагничивающей силы по участкам сердечника. Это можно сделать, применив вторичную обмотку с четырьмя параллельными или последовательно-параллельными секциями, каждая из которых наматывается равномерно на соответствующей ей четверти периметра сердечника и имеет равное с другими секциями число витков. Опытами установлено, что при одном и том же коэффициенте трансформации и одинаковых условиях включения в контур измеряемого тока индукция потока рассеяния трансформаторов с параллельной и последовательно-параллельной схемами в 5—7 раз меньше, чем у трансформатора с последовательной схемой вторичной обмотки. При этом на последовательно-параллельной схеме параллельные ветви образуются: одна — нечетными секциями, другая — четными в порядке расположения их по окружности сердечника. Согласно расчетам по формулам (3) и (4), с помощью параллельного секционирования вторичной обмотки амплитуды магнитной индукции трансформатора тока при работе его в сравнительно малых контурах переменного тока силой до 30 кА можно ограничить до 0,2—0,3 Т. Это позволяет воспользоваться весьма благоприятными магнитными характеристиками пермаллоя и резко поднять потолок токов, измеряемых с достаточно высокой точностью.

При работе с секционированными трансформаторами необходимо представлять, как вторичный ток распределяется по параллельным ветвям обмотки. На основании закона полного тока ток  $i$ -й ветви  $I_{n_i}$  трансформатора равен

$$I_{n_i} = \frac{I_1 R}{\omega_{n_i} \alpha_{n_i}} \int_{\alpha_{n_i}}^{\alpha_{n_i}} F_1(\alpha) d\alpha, \quad (5)$$

где  $R$  — средний радиус сердечника;  $\omega_{n_i}$  — число витков  $i$ -й ветви;  $\alpha_{n_i}$ ,  $\alpha_{n_i}$  — углы, соответствующие началу и концу участка окружности сердечника, на котором равномерно намотана  $i$ -я ветвь вторичной обмотки.

В таблице приведены расчетные и опытные данные определения токов трансформатора 10 000 А/5А с четырьмя параллельными секциями при  $I_1 = 12 000$  А.

$R = 13$  см,  $L = 135$  см,  $M = 48$  см,  $I_1 = I_2$  и  $x = 0$ . При этом расчетное значение модуля вторичного тока и опытное значение этого тока были соответственно 0,60 А и  $0,60 e^{-j26^{\circ}40'}$ .

Как видно из таблицы, в пределах точности измерения компенсатором Р56 вторичный ток и токи в секциях синфазны. Расчеты по формуле (5) показывают, что при нормальных условиях включения трансформаторов ток наиболее нагруженной секции не превышает на параллельной схеме 30—35% вторичного тока, а на последовательно-параллельной — 60—70%. В практически наиболее тяжелых условиях максимальный ток ветви на первой схеме не более 35—45% вторичного тока, а на второй — 70—90%. Это подтверждается и экспериментально.

Исследованиями установлено, что сердечник секционированного трансформатора намагничивается значительно более равномерно, чем несекционированного. Если применить при этом магнитопровод с достаточно полными характеристиками, то согласно выражениям (1) и (2), стабильность погрешностей трансформатора при изменении в широком диапазоне характера и значения  $H_1$  ( $\alpha$ ) (изменение размеров контура первичного тока, продольные и поперечные смещения относительно контура и т. п.) можно существенно повысить.

На погрешности секционированного трансформатора тока, как показывают наблюдения, преобладающее влияние оказывает ветвь вторичной обмотки, которая более всего нагружена током. Поэтому стабильности погрешностей трансформатора может заметно уменьшиться при существенных поперечных смещениях  $x$ , если имеется разница в числе витков отдельных секций. Для устранения этого недостатка лучше всего число витков каждой из параллельных ветвей вторичной обмотки выполнить в точности равным ее номинальному числу витков.

Реактивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки одновиткового трансформатора большого тока исследовано экспериментально следующим образом. В работе [5] показано, что если трансформатор снабдить дополнительной измерительной обмоткой, то при достижении компенсации магнитного потока в сердечнике прибора при помощи амплитудно-фазорегулирующего устройства со вторичной обмоткой будет сцеплен лишь магнитный поток, замыкающийся вне сердечника. Для вспомогательного источника обмотка  $w_2$  становится пассивной нагрузкой, которая включает в себя и реактивное сопротивление рассеяния  $X_2$ . Следовательно, измерив в этот момент напряжение  $U_2$  на зажимах вторичной обмотки, ток  $I$  в ней и, зная ее омическое сопротивление  $r_2$ , легко найти  $X_2$ :

$$X_2 = \sqrt{\left(\frac{U_2}{I}\right)^2 - r_2^2} = r_2 \operatorname{tg} \varphi_2, \quad (6)$$

где  $\varphi_2$  — угол сдвига по фазе между векторами  $U_2$  и  $I$ .

Реактивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки исследуемого трансформатора имеет отрицательный знак. Это объясняется тем, что оно обусловлено э. д. с., индуцируемыми во вторичной обмотке магнитным полем рассеяния измеряемого тока. Сопротивление рассеяния  $X_2$  вторичной обмотки исследованных трансформаторов на номинальные токи до 25—30 кА не превышало 16—20 Ом на последовательно-параллельной и 4—5 Ом на параллельной схеме секций вторичной обмотки. Расчеты по формулам (1) показывают, что при отрицательном знаке и указанных значениях  $X_2$  обе погрешности трансфор-

Данные определения токов секций трансформатора тока 10 000 А

Номер секции	$\alpha_{H_1} - \alpha_{H_2}$	Ток секции, А	
		опыт	расчет
I	0—90°	0,189 $e^{-j26^{\circ}}$	0,18
II	270—0°	0,192 $e^{-j25^{\circ}25'}$	0,18
III	180—270°	0,111 $e^{-j25^{\circ}35'}$	0,12
IV	90—180°	0,115 $e^{-j25^{\circ}30'}$	0,12

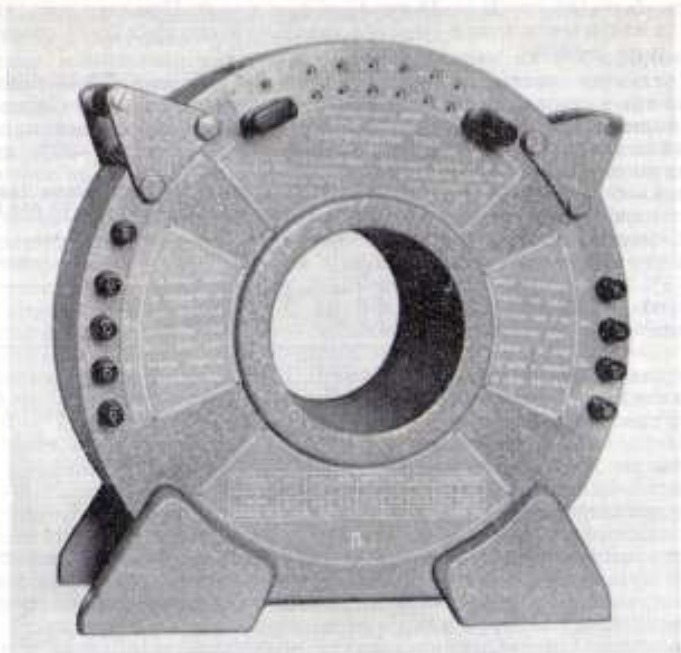


Рис. 3. Образцовый трансформатор переменного тока на номинальные первичные токи от 5 до 25 кА

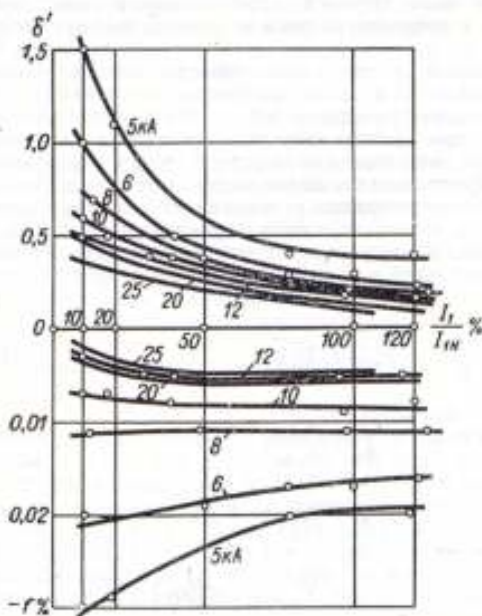


Рис. 4. Графики погрешностей образцового трансформатора тока до 25 кА

$I$  — токовая погрешность, %;  $\delta$  — угловая погрешность, мин.;  $I_1/I_{1N}$  — отношение первичного тока к номинальному первичному току, %

матора изменяются практически незначительно в положительную сторону. Это согласуется с опытами (см. рис. 4).

В Свердловском филиале ВНИИМ разработан многопредельный образцовый трансформатор тока на номинальные первичные токи от 5 до 25 кА и номинальный вторичный ток 5А (рис. 3). Первичная обмотка трансформатора создается шинопроводом, пропускаемым через центральное отверстие прибора. Необходимые пределы измерения получаются замыканием гнезд на лицевой панели трансформатора при помощи двух проводящих вилок с пружинными контактами, а внешняя цепь подключается к клеммам. Пределы от 5 до 12 кА выполняются по параллельной схеме четырех секций, а от 15 до 25 кА — по последовательно-параллельной. Конструктивное исполнение трансформатора во многом сходно с конструкцией магнитного компаратора Свердловского филиала ВНИИМ, описанного в работе [6]. Номинальное напряжение трансформатора 660 В, режим работы — повторно-кратковременный. Габаритные размеры: диаметр 420 мм, размер по оси сквозного провода 170 мм, диаметр центрального отверстия 145 мм. Вес не свыше 35 кг.

Трансформатор тока аттестован методом сличения с магнитным компаратором тока Свердловского филиала ВНИИМ [5 и 6] при помощи дифференциально-нулевого аппарата АИТ. Ошибки определения его токовой и угловой погрешностей не превышали 0,008% и 0,5'. На рис. 4 приведены кривые погрешностей трансформатора при вторичной нагрузке 1,2 Ом с  $\cos \varphi = 0,8$  и при включении в контур первичного тока размером  $0,6 \times 0,8$  м. Экспериментально установлено, что максимально возможные продольные и поперечные смещения образцового трансформатора относительно контура первичного тока, существенные изменения габаритов этого контура, а также изменения конфигурации сечения сквозного шинопровода приводили к расхождениям в отсчетах по шкалам аппарата не более 0,002% и 0,2'.

При измерениях установлено также, что зависимости погрешностей трансформатора от нагрева вторичной обмотки при повторно-кратковременном режиме работы и от колебаний частоты в пределах, допускаемых нормами, практически не наблюдалась. Максимальные индукции в сердечнике трансформатора под влиянием внешних полей, достигавших 20 000 А/м, не превышали 0,35 Т, т. е. сердечник в этих условиях работал на весьма благоприятных участках магнитных характеристик.

### Выводы

1. Погрешности одновиткового тороидального трансформатора тока на номинальные первичные токи от 5 до 25 кА с магнитопроводом из пермаллой 79НМА или 80НХС и четырьмя секциями вторичной обмотки, соединенными параллельно или последовательно-параллельно, на частоте 50 Гц в диапазоне токов 10—120% от номинальных и при вторичной нагрузке до 1,2 Ом с  $\cos \varphi = 0,8$  не превышают 0,03% и 1,5'.

2. Трансформатор обеспечивает достаточно высокую стабильность погрешностей в условиях влияния на него сравнительно больших магнитных полей обратного провода, а также при существенных смещениях его относительно сквозного провода.

3. При аттестации трансформатора методом сличения с магнитным компаратором и с учетом его поправок он может быть успешно применен для проверки измерительных трансформаторов большого переменного тока класса 0,1 и менее точных.

### ЛИТЕРАТУРА

1. N ö l k e О. Е. Präzisions-Ringkernstromwandler, Deutsche Patentschrift N 1025981, kl. 21e, 27/01, 1958.
2. N ö l k e О. Е. Präzisions-Stromwandler, ATM, Lieferung 284, September 1959, S. 189—192.
3. Захаров Б. В. Погрешности трансформаторов переменного тока при неравномерном намагничивании сердечника. «Новые научно-исследовательские работы по метрологии». Информационный сборник № 4, Стандартгиз, 1964.
4. Захаров Б. В. Расчет намагничивания ферромагнитных колец внешним полем. «Электричество», 1965, № 4.

5. Векслер А. З., Захаров Б. В. Применение магнитного компаратора для проверки измерительных трансформаторов переменного тока. Труды институтов Комитета стандартов, вып. 74 (134), Стандартгиз, 1963.

6. Захаров Б. В. Магнитные компараторы переменного тока до 30 000 А 50 Гц. Труды метрологических институтов СССР, вып. 115 (175), «Энергия», 1971.

Поступила в редакцию  
18/III 1970 г.

УДК 681.335.7

Н. Г. СЕМЕНКО, А. Г. ШЕСТАКОВ  
СВЕРДЛОВСКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

### УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИНТЕГРИРУЮЩИЙ ПРИБОР ПОСТОЯННОГО ТОКА

В Свердловском филиале ВНИИМ в процессе исследований по повышению точности измерения интегральных величин на постоянном токе были разработаны счетчик количества электричества и счетчик ватт-часов, удовлетворяющие требованиям классов точности соответственно 0,2 и 0,5 [1, 2].

Итогом этих работ явилось создание универсального интегрирующего прибора постоянного тока, совмещающего в себе счетчики: ампер-, вольт- и ватт-часов. Этот прибор может быть использован в качестве образцового для проверок счетчиков вольт- и ампер-часов типов М641 и М640, находящихся в эксплуатации, а также электродинамических счетчиков ватт-часов. Универсальный прибор можно также применять в качестве рабочего прибора прежде всего на электродинамических заводах, где требуется измерять непосредственно все три величины.

#### Принцип действия прибора

В приборе использовано преобразование значений входного напряжения и тока в частоты импульсных напряжений, пропорциональные значению тока и напряжения. В качестве измерительных преобразователей применены двухтактные автогенераторы на транзисторах с насыщающимся трансформатором.

Блок-схема прибора показана на рис. 1. Счетчик ампер-часов включает в себя звенья блок-схемы 1—5, 15, счетчик вольт-часов — 7—11, 16, при измерении энергии используются звенья 1—4, 6, 7—10, 12—14, 17.

Измерение ампер-часов осуществляется следующим образом. Интегрируемый ток поступает на вход вспомогательного трансформатора постоянного тока 1, вторичный выпрямленный ток которого создает на нагрузочном сопротивлении 2 падение напряжения, пропорциональное входному току. С помощью преобразователя 3 это напряжение преобразуется в переменное, имеющее частоту, пропорциональную напряжению на входе преобразователя. Частота выходного напряжения преобразователя снижается с помощью двух делителей частоты 4 и 5 до значения порядка 0,5 — 1 Гц и затем регистрируется электромеханическим накапливающим счетчиком 15 в виде количества импульсов за определенный промежуток времени. Очевидно, что количество импульсов будет пропорционально произведению среднего значения входного тока на время, в течение которого происходит измерение.

Принцип действия счетчика вольт-часов во многом сходен с работой счетчика ампер-часов. Различие состоит только в устройстве звеньев 7 и 8, которые представляют собой добавочное сопротивление и магнитный усилитель, используемые для преобразования относительно высокого входного напряжения счетчика (около 1 кВ). На нагрузочном сопротивлении 9 магнитного усилителя создается напряжение менее 10 В, пропорциональное входному. Звенья блок-схемы 10, 11 и 16 представляют собой, соответственно, второй преобразователь «напряжение — частота», делитель частоты и электромеханический счетчик импульсов. Назначение их такое же, как и в счетчике ампер-часов.



Для измерения энергии дополнительно используются: генератор селективных импульсов 6, управляемый ключ 13, умножитель частоты 12, делитель частоты 14 и электромеханический счетчик импульсов 17. Процесс измерения энергии протекает следующим образом.

Частота следования импульсов, поступающих на вход генератора 6 приблизительно в 50 раз ниже частоты импульсов, поступающих на вход умножителя частоты 12, независимо от значений входного тока и напряжения. Эти частоты, как уже отмечалось, пропорциональны соответственно току и напряжению и изменяются вместе с изменениями последних. На вход генератора 6, работающего в режиме ждущего запуска, импульсы поступают с частотой, не превышающей 2 Гц. Генератор запускается каждым импульсом и формирует на выходе импульс с постоянной длительностью, равной приблизительно 0,4 с. Эти импульсы открывают управляемый ключ 13 на время, равное длительности селективного импульса. Ключ 13, в свою очередь, открывает доступ импульсам ко

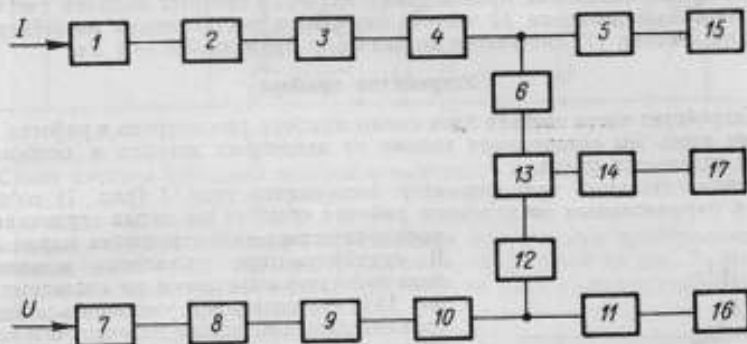


Рис. 1. Блок-схема универсального интегрирующего прибора постоянного тока

1 — вспомогательный трансформатор постоянного тока; 2 и 9 — нагрузочные сопротивления; 3 — преобразователь; 4, 5, 11 и 14 — делители частоты; 6 — генератор селективных импульсов; 7 — добавочное сопротивление; 8 — магнитный усилитель; 10 — второй преобразователь (напряжение — частота); 12 — умножитель частоты; 13 — управляемый ключ; 15, 16 и 17 — электромеханические счетчики импульсов

выходу делителя 14 с выхода умножителя частоты 12. Таким образом, на делитель частоты 14 импульсы поступают сериями через определенные промежутки времени — паузы между селективными импульсами. Умножитель частоты 12 предназначен для увеличения частоты выходного напряжения преобразователя 10, благодаря чему, как будет показано ниже, повышается точность измерения.

С учетом рассмотренной последовательности операций при измерении энергии нетрудно показать, что количество импульсов, зарегистрированных счетчиком 17, будет пропорционально произведению входного тока и напряжения, умноженному на время, т. е. расходу электрической энергии. Действительно, в течение некоторого, достаточно большого промежутка времени  $t$  управляемый ключ 13 будет открыт  $k$  раз, причем

$$k = \frac{t}{T_{с.н}} = t f_{с.н} = \frac{t f_I}{A_4}, \quad (1)$$

где  $f_{с.н}$  — частота следования селективных импульсов;  $f_I$  — частота на выходе преобразователя 3, пропорциональная входному току;  $A_4 = f_I / f_{с.н}$  — коэффициент деления частоты делителя 4. (Ради простоты полагаем, что время измерения  $t$  кратно периоду  $T_{с.н}$ , а длительность селективного импульса  $t_0$  кратна  $T_{н.ч}$  — периоду следования импульсов высокой частоты умножителя 12).

Количество импульсов высокой частоты, проходящих через ключ 13 за время действия одного селекторного импульса, очевидно будет равно

$$n = \frac{\tau_0}{T_{н.ч}} = \tau_0 f_{н.ч} = \tau_0 f_u B_{мн}, \quad (2)$$

где  $f_{н.ч} = T_{н.ч}^{-1}$  — частота следования импульсов высокой частоты;  $f_u$  — выходная частота преобразователя 10, пропорциональная входному напряжению;  $B_{мн} = f_{н.ч}/f_u$  — коэффициент умножения частоты умножителя 12.

Таким образом, на вход делителя 14 за время  $t$  поступает  $N$  импульсов высокой частоты:

$$N = nk = \frac{\tau_0 B_{мн}}{A_4} f_u f_u t, \quad (3)$$

которое пропорционально произведению значений входных величин счетчика.

С помощью делителя 14 частота импульсов, поступающих на электромеханический счетчик 17, снижается до значения порядка 0,5 — 1 Гц.

### Устройство прибора

Устройство части звеньев блок-схемы прибора рассмотрено в работах [1, 2], поэтому здесь мы остановимся только на некоторых деталях и особенностях работы отдельных узлов.

Вспомогательный трансформатор постоянного тока 1 (рис. 1) собран по схеме с параллельным соединением рабочих обмоток на витках сердечника из высококачественного пермаллоя марки 79НМ. В трансформаторе применена компенсация тока холостого хода одним из известных методов [3], что позволяет уменьшить и без того сравнительно небольшие погрешности коэффициента трансформации, характерные для трансформаторов с параллельным соединением рабочих обмоток [4].

Магнитный усилитель 8 собран также по схеме с параллельным соединением рабочих обмоток с положительной внешней обратной связью. Снижения погрешностей коэффициента усиления достигают, вводя начальное магнитное смещение с помощью отдельных обмоток, ток в которых пропорционален питающему напряжению. Последнее снижает также зависимость коэффициента усиления от колебаний питающего напряжения.

Добавочное сопротивление 7 в цепи управления выполнено в виде отдельного блока, который укреплен снаружи прибора. Номинальные вторичные токи трансформатора тока 1 и магнитного усилителя 8 одинаковы и составляют 0,5 А.

Рис. 2. Принципиальная схема блока нагрузочных сопротивлений

Определенный интерес представляет устройство идентичных блоков нагрузочных сопротивлений 2 и 9, собранных по схеме рис. 2. Вторичный переменный ток трансформатора, среднее значение которого пропорционально значению входного тока счетчика, выпрямляется диодным мостом. В диагональ моста включена показанная на рисунке цепь  $R_1, R_n, LC$ . Выпрямленный ток характеризуется значительными пульсациями, поэтому при включении в диагональ моста чисто активной нагрузки выходное напряжение трансформатора невозможно было бы подавать на преобразователь без дополнительной фильтрации. Подключение же фильтра приводит к значительному увеличению погрешностей трансформатора. Применение цепи, изображенной на рис. 2, позволяет обойти эти затруднения. Можно показать, что при выполнении соотношений

$$R_1 = R_n = R; \quad R^2 = L/C,$$

сопротивление цепи между точками 1 и 2 численно равно  $R$  и имеет чисто активный характер на любой частоте. В то же время ветвь  $LR_H$  является фильтром высоких частот по отношению к выходному напряжению  $U$ , который обеспечивает достаточно эффективное подавление пульсаций.

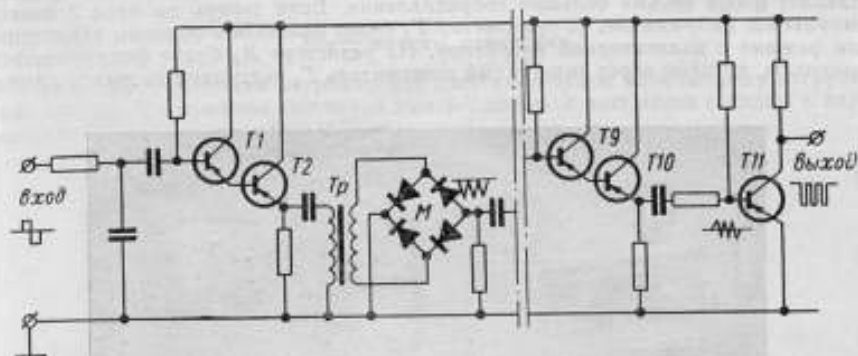


Рис. 3. Схема каскада удвоения частоты и выходного формирователя импульсов

Умножение частоты выходного переменного напряжения преобразователя 10 осуществляется по схеме каскадного удвоения, показанной на рис. 3. Напряжение с прямоугольной формой волны поступает на вход интегрирующей цепи. После интегрирования напряжение, имеющее форму симметричной пилы, подается на вход усилителя мощности на составном транзисторе  $T_1$ ,  $T_2$  ( $T_9$ ,  $T_{10}$ ), к выходу которого подключен трансформатор  $Tr$  с коэффициентом трансформации, равным 2. Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостиком  $M$  и после выпрямления имеет также форму пилы, но однополярной. Это напряжение подается через разделительный конденсатор на вторую умножительную ячейку, аналогичную по устройству. Множитель состоит из четырех таких ячеек и имеет коэффициент умножения, равный 16. К выходу последней ячейки подключен формирующий каскад на транзисторе  $T_{11}$ , с помощью которого колебания с волной треугольной формы преобразуются в прямоугольные, благодаря тому, что транзистор  $T_{11}$  работает в режиме ограничителя амплитуды.

Используемый здесь прием удвоения частоты путем двухполупериодного выпрямления пилообразного напряжения позволяет достигнуть цели довольно простыми средствами и оказался весьма эффективным вследствие того, что форма кривой пилообразного напряжения не подвергается значительным искажениям, а амплитуда не изменяется при изменениях частоты. Это связано с тем, что амплитуда прямоугольных импульсов на выходе преобразователя, из которых формируется «пила», зависит прямо пропорционально от частоты, поэтому после интегрирования на выходе  $RC$ -цепи амплитуда пилообразного напряжения будет практически постоянной.

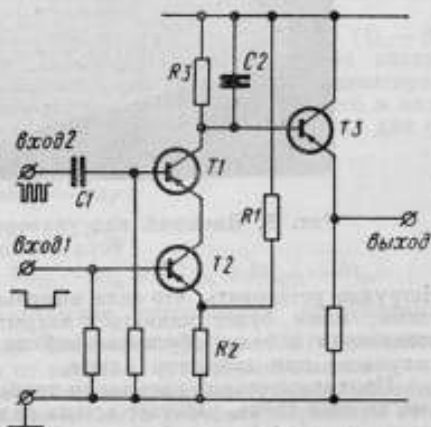


Рис. 4. Схема управляемого ключа

На рис. 4 показана схема управляемого ключа. В исходном состоянии транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  закрыты. Для более надежного запирания транзистора  $T_2$  в цепь эмиттера подано небольшое смещение с помощью делителя  $R_1 - R_2$ . Селекторный импульс отрицательной полярности поступает на вход 1 и переводит транзистор  $T_2$  в режим насыщения, так как запертый транзистор  $T_1$  представляет собой весьма большое сопротивление. Если теперь на вход 2 подать импульсное напряжение, то транзистор  $T_1$  будет работать в обычном усилительном режиме с коллекторной нагрузкой. На резисторе  $R_3$  будут формироваться импульсы, которые через эмиттерный повторитель  $T_3$  поступают на выход ключа.

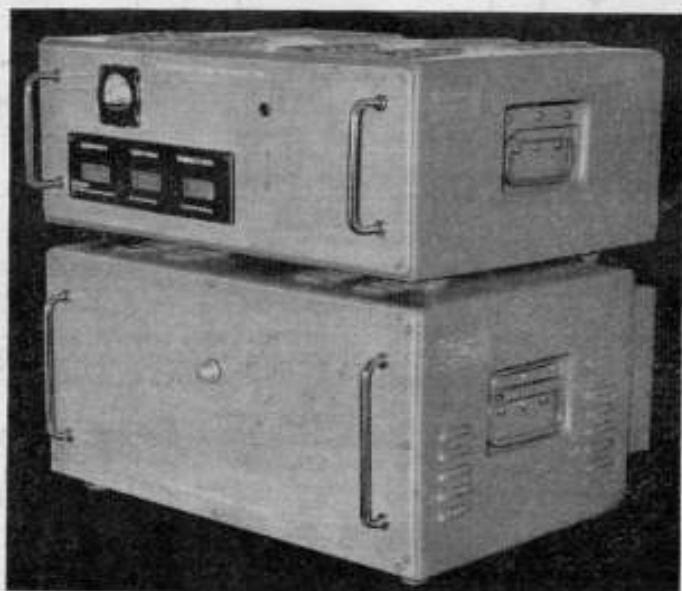


Рис. 5. Внешний вид универсального интегрирующего прибора постоянного тока

Нетрудно установить, что если импульсы поступают только на один из входов схемы, ключ будет оставаться закрытым. Конденсатор  $C_2$  используется для подавления помехи, обусловленной прямым прохождением на выход фронтов импульсов при закрытом ключе.

Продолжительные испытания прибора (рис. 5) показали, что ключ, собранный по этой схеме, работает весьма надежно. Наиболее ненадежными звеньями схемы оказались устройства, работающие в «активном режиме»: спусковые схемы, одновибратор, триггер Шмитта, — в основном из-за их недостаточной помехоустойчивости. Поэтому после усовершенствования схемы такие звенья были исключены и заменены устройствами, работающими в ключевом режиме.

Основные технические характеристики прибора:

Номинальный входной ток . . . . .	5А
Рабочий диапазон изменения тока . . . . .	от 40 до 110%
Основная погрешность счетчика ампер-часов . . . . .	не более 0,2%
Номинальное входное напряжение . . . . .	400 В и 800 В
	(два предела)
Рабочий диапазон изменения напряжения . . . . .	от 60 до 110%
Основная погрешность счетчика вольт-часов . . . . .	не более 0,2%

Основная погрешность измерения энергии при изменении тока и напряжения в пределах рабочих диапазонов . . . . .	не более 0,5%
Входное сопротивление токовой цепи . . . . .	не более 0,1 Ом
» » цепи напряжения . . . . .	25 кОм на пределе 800 В

### Погрешности измерения

Для характеристики погрешностей счетчиков будем использовать нагрузочные кривые. Постоянные счетчиков ампер-, вольт- и ватт-часов связаны с параметрами звеньев блок-схемы выражениями:

$$C_{Ah} = \frac{K_{nI} A_4 A_5}{\alpha_I \cdot 3600} \cdot \frac{\Lambda \cdot \text{ч}}{\text{едн. счета}}; \quad (4)$$

$$C_{Uh} = \frac{K_{nU} A_{11}}{\alpha_U \cdot 3600} \cdot \frac{B \cdot \text{ч}}{\text{едн. счета}}; \quad (5)$$

$$C_{Wh} = \frac{K_{nI} K_{nU} A_4 A_{14}}{\alpha_I \alpha_U \tau_0 B_{\text{ин}} \cdot 3600} \cdot \frac{B \Gamma \cdot \text{ч}}{\text{едн. счета}}; \quad (6)$$

где  $K_{nI}$  — коэффициент передачи тока как отношение входного тока к напряжению на выходе блока нагрузочных сопротивлений 2;  $K_{nU}$  — коэффициент передачи напряжения как отношение входного напряжения к напряжению на выходе блока нагрузочных сопротивлений 9;  $A_4$ ,  $A_5$ ,  $A_{11}$ ,  $A_{14}$  — дискретные коэффициенты деления частоты 4, 5, 11 и 14 звеньев блок-схемы;  $\alpha_I$ ,  $\alpha_U$  — коэффициенты преобразования преобразователей 3 и 10 как отношение частоты на выходе преобразователя к напряжению на входе.

При известных погрешностях параметров, входящих в формулы (4) — (6), они позволяют построить нагрузочные кривые счетчиков. При этом следует иметь в виду, что  $A_4$ ,  $A_5$ ,  $A_{11}$ ,  $B_{\text{ин}}$  являются дискретными коэффициентами и при правильной работе соответствующих звеньев схемы погрешностей в измерении не вносят. С учетом этого замечания приближенные выражения для систематических погрешностей постоянных  $C_{Ah}$ ,  $C_{Uh}$ ,  $C_{Wh}$  имеют вид:

$$\delta C_{Ah} = \delta K_{nI} - \delta \alpha_I; \quad (7)$$

$$\delta C_{Uh} = \delta K_{nU} - \delta \alpha_U; \quad (8)$$

$$\delta C_{Wh} = \delta K_{nI} + \delta K_{nU} - \delta \alpha_I - \delta \alpha_U - \delta \tau_0 = \delta C_{Ah} + \delta C_{Uh} - \delta \tau_0, \quad (9)$$

где  $\delta K_{nI}$ ,  $\delta K_{nU}$ ,  $\delta \alpha_I$ ,  $\delta \alpha_U$  — систематические погрешности коэффициентов передачи  $K_{nI}$ ,  $K_{nU}$  и коэффициентов преобразования  $\alpha_I$ ,  $\alpha_U$ , характеризующие зависимость соответствующих величин от входного тока и напряжения.

Предполагается, что эти погрешности не содержат постоянной слагаемой, так как последние характеризует отличие среднего значения параметра от номинального и может быть сведена к нулю при настройке прибора.

В связи с этим систематическая погрешность  $\delta \tau_0$  может быть принята равной нулю, поскольку длительность селекторного импульса не зависит от значения входного тока и напряжения.

Под погрешностями постоянных  $C_{Ah}$ ,  $C_{Uh}$ ,  $C_{Wh}$  будем подразумевать отклонения действительных значений от средних в выбранном диапазоне изменения входных величин.

Графики систематических погрешностей счетчиков, полученные экспериментально, показаны на рис. 6 и 7. Здесь же приведены кривые результирующих погрешностей (нагрузочные кривые), найденные расчетным путем по формулам (7) — (9). Из-за отсутствия более точных приборов аналогичного назначения прямое экспериментальное определение погрешностей постоянных весьма трудоемко, в особенности для счетчика энергии, где в эксперименте занято три

человека. Поэтому на графиках показано ограниченное число экспериментальных точек. Расчетные и экспериментальные данные в основном совпадают, за исключением одного результата для нагрузочной кривой счетчика энергии.

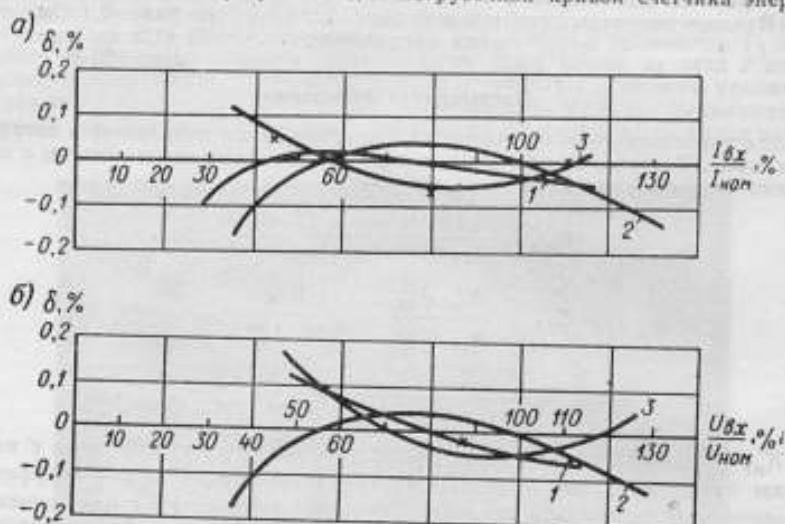


Рис. 6. График систематических погрешностей счетчиков: а — ампер-часов, б — вольт-часов

1 — погрешности коэффициента передачи соответственно по току и по напряжению; 2 — погрешности коэффициента преобразования соответственно по току и по напряжению; 3 — нагрузочная кривая;  
 x — экспериментально полученные значения погрешности постоянных соответственно  $C_{\Delta h}$  и  $C_{Vh}$

который отличается от расчетного на 0,2%. Это может быть объяснено несовершенством методики поверки. Однако даже с учетом этого факта, погрешности счетчиков существенно меньше предельных значений, указанных выше в технической характеристике прибора.

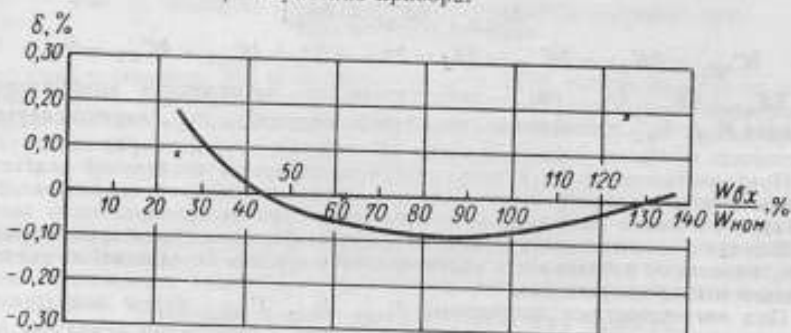


Рис. 7. Нагрузочная кривая счетчика ватт-часов

x — экспериментально полученные значения погрешности постоянной  $C_{Wh}$

Отметим, что при измерении вольт- и ампер-часов, кроме погрешностей самого прибора, обусловленных нагрузочными кривыми, могут возникнуть погрешности, обусловленные тем, что показания счетчиков изменяются

дискретно. Эти погрешности зависят от размера дискретной ступени и продолжительности интервала измерения и могут быть снижены при необходимости до пренебрежимо малых значений. Указанное обстоятельство принимают во внимание при выборе частоты следования счетных импульсов с учетом назначения и конкретных условий эксплуатации прибора.

При измерении энергии, кроме погрешностей, характеризуемых нагрузочной кривой, имеются также погрешности, связанные с особенностями выбранного способа измерения, которые можно рассматривать как методические. Реализуемому в приборе способу измерения присущи две методические погрешности, которые в отличие от рассмотренных выше «инструментальных» погрешностей являются случайными.

Одна из них связана с формированием группы импульсов высокой частоты, поступающих в счетную часть схемы (делитель 14) через управляемый ключ 18 (рис. 1), и обусловлена тем, что промежуток времени, в течение которого ключ открыт, в общем случае не кратен периоду следования импульсов высокой частоты, в то время как счетное устройство регистрирует только целое число импульсов. Возникающая при этом максимальная погрешность отдельно взятой серии импульсов по абсолютному значению равна одному периоду высокочастотных импульсов. Для снижения этой погрешности, в частности, применено умножение частоты преобразователя 10, о чем упоминалось выше.

В связи с тем, что результат измерения образуется из большого числа серий импульсов, эта погрешность в процессе интегрирования осредняется и стремится к своему математическому ожиданию, которое, очевидно, будет равно нулю. Простые выкладки позволяют выразить относительную погрешность результата, образованного из  $k$  серий импульсов, как среднее арифметическое суммы случайных величин:

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^k \frac{e_i}{n}}{k}, \quad (10)$$

—  $1 < e_i < 1$  — случайная погрешность одной серии — величина, характеризующая выраженное в долях периода  $T_{\text{выч}}$  время (см. формулу (2)), алгебраически дополняющее интервал  $\tau_0$  до значения, соответствующего целому числу периодов  $T_{\text{выч}}$  в каждой серии импульсов;  $n$  — количество импульсов высокой частоты в серии при фиксированном значении входного напряжения.

В данном случае вопрос о погрешности  $\gamma$  целесообразно решить с нескольких позиций, а именно: определить минимальное количество серий импульсов, образующих результат измерения, при котором случайная погрешность не превышала бы вперед заданной величины. Для этого можно воспользоваться теоремой Чебышева о среднем арифметическом случайной величины, позволяющей искомым величину  $k$  определить из формулы

$$k > \frac{D_e}{\xi^2 (1-p)}, \quad (11)$$

где  $D_e$  — дисперсия случайной погрешности  $e$ ;  $p$  — заданная вперед вероятность того, что случайная погрешность  $\gamma$  будет отличаться от математического ожидания на величину, не превышающую заданное сколь угодно малое число  $\xi$ .

Полагая, что распределение случайной погрешности  $e$  подчиняется закону равномерной плотности вероятности [5], и задаваясь значениями  $\xi = 10^{-3}$ ,  $p = 0,99$ , из формулы (11) получим

$$k > \frac{1}{3n^2 \cdot 10^{-6}}. \quad (12)$$

Подставляя в формулу (12) значения  $k$  и  $n$  из формул (1) и (2), приходим к выражению

$$\frac{I_f}{A_4} > \frac{10^6}{3\tau_U^2 \sqrt{U} B_{\text{мин}}^2},$$

которое дает возможность определить минимальную длительность времени измерения  $t$  при выбранных параметрах звеньев блок-схемы или же правильно произвести выбор параметров функциональных звеньев при заданном времени измерения и допустимой погрешности. В частности, у описываемого прибора при наиболее неблагоприятных условиях ( $f_I = f_{I \min}$ ;  $f_U = f_{U \min}$ ) случайная погрешность результата будет меньше 0,1% с вероятностью 0,99 при  $t \geq 2$  мин.

Отметим, однако, что и это событие маловероятно, так как неравенство Чебышева дает верхнюю границу вероятности такого отклонения при любом законе распределения случайной величины [6].

Вторая методическая погрешность обусловлена тем, что при формировании с помощью ключа 13 серии высокочастотных импульсов напряжения измеряют только на протяжении части периода  $T_{c.н}$  (см. формулы (1) и (2)), равной  $t_0$ , и принимают неизменным на протяжении всего периода  $T_{c.н}$ . Очевидно, что при колебаниях напряжения при этом будет возникать некоторая погрешность временного квантования. Для ее оценки необходимо знать характер колебаний измеряемого напряжения во времени и спектральную или корреляционную функцию таких колебаний.

Расчет для одного частного случая, когда амплитуда случайных колебаний составляет 5—7% по отношению к среднему значению напряжения, а спектр частот колебаний ограничен некоторой максимальной частотой  $\omega_{\max}$ , показывает, что погрешность временного квантования будет заведомо меньше 0,1% при условии, что период высшей гармоники в спектре колебаний меньше или равен  $2\pi T_{c.н}/0,16$ .

## ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Н. Г. Счетчик количества электричества на основе измерительного преобразователя напряжения. «Измерительная техника», 1966, № 2.
2. Семенов Н. Г., Шестаков А. Г. Счетчик энергии постоянного тока на основе магнитотранзисторных преобразователей. «Измерительная техника», 1969, № 8.
3. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. «Наука», 1966.
4. Векслер А. З. Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1968.
5. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. «Исследования по методике оценки погрешностей измерений», вып. 57 (117). Стандартгиз, 1962.
6. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. «Наука», 1964.

Поступила в редакцию  
18/III 1970 г.

УДК 621.317.311.312

Р. Ф. АХНАЕВ, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ  
ВНИИМ

### АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ, ВНОСИМЫХ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПРИ КОМПАРИРОВАНИИ НАПРЯЖЕНИЙ ПЕРЕМЕННОГО И ПОСТОЯННОГО ТОКОВ

Термоэлектрические преобразователи находят широкое применение при измерениях напряжений и токов как в цепях показывающих вольтметров и амперметров, так и в компараторах для сравнения измеряемой величины переменного тока с эквивалентной ей по тепловому действию величиной постоянного тока.

До последнего времени термоэлектрические компараторы применялись для наиболее точных измерений лишь при частотах звукового диапазона, од-



нако в последние годы возникла потребность в повышении точности измерений и в расширении частотного диапазона до нескольких десятков мегагерц [1, 2, 3] в связи с необходимостью проверки широкодиапазонных приборов (термоэлектрических, электронных и др.).

Известно [1—8], что основными источниками погрешностей при компарировании являются:

- 1) асимметрия термопреобразователей при включении их в цепь постоянного тока вследствие явлений Пельтье и Томпсона;
- 2) частотная погрешность, возникающая вследствие реактивности цепи нагревателя, поверхностного эффекта и нем, наличия емкостного и активного токов утечки между этими цепями.

Кроме того, имеют место дополнительные погрешности от внешних влияний: нестабильности окружающей температуры, наличия переменных электрических и магнитных полей, тепловой инерционности преобразователя, нестабильности источников постоянного и переменного токов, недостаточной чувствительности при измерении очень малых напряжений.

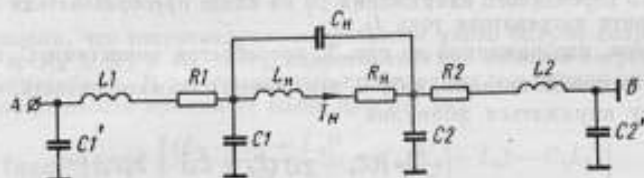


Рис. 1. Эквивалентная схема термопреобразователя, помещенного в металлический экран

В известных литературных источниках обстоятельно рассмотрены погрешности на постоянном токе, а также частотные в звуковом диапазоне. При этом представлялось возможным пренебречь рядом источников погрешностей (поверхностным эффектом и нагревателем, влиянием токопроводов); оценка влияния реактивности нагревателей выполнялась обычно по упрощенной эквивалентной схеме.

В настоящей статье рассматриваются погрешности в значительно более широком диапазоне частот, пренебрежение ими при современных требованиях к точности недопустимо; анализ выполнен для случая компарирования весьма малых напряжений, когда термопреобразователь включают в цепь компаратора без добавочного сопротивления.

Не останавливаясь на рассмотрении погрешности от асимметрии, подробно исследованной [1, 4], отметим, что она может достигать больших значений, (0,02 — 1%), однако рациональным построением конструкции преобразователя и рядом известных методических приемов [1, 2] ее можно существенно снизить, доведя до значений 0,001 — 0,003% и менее [4—6].

Рассмотрим погрешность от влияния реактивности цепи нагревателя термопреобразователя при изменении напряжения.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема термопреобразователя, помещенного в металлический экран и рассматриваемого как цепь с сосредоточенными параметрами.

Индекс «n» относится к параметрам нагревателя, а «1» и «2» — к параметрам выводов нагревателя.

При компарировании напряжений равенство э. д. с. преобразователя при его переключении из цепи переменного тока в цепь постоянного тока должно свидетельствовать о равенстве действующего значения измеряемого напряжения переменного тока, приложенного между точками А и В преобразователя и замещающего его напряжения постоянного тока.

Разность этих напряжений при равенстве т. э. д. с. характеризует погрешность компарирования

$$\gamma_{RLC} = \frac{U - U_I}{U} = 1 - \frac{U_I}{U}, \quad (1)$$

где  $U_I$  и  $U$  — соответственно действующее значение напряжения переменного тока и напряжение постоянного тока, вызывающие одинаковые т. э. д. с.

Пренебрегая влиянием поверхностного эффекта, можно выражение (1) представить в виде

$$\gamma_{RLC} = \frac{IR - I_I |Z_{экс}|}{IR} = 1 - \frac{|Z_{экс}|}{U}, \quad (2)$$

где  $R$  — сопротивление цепи нагревателя на постоянном токе;  $I$  и  $I_I$  — соответственно постоянный и переменный токи, вызывающие одинаковые т. э. д. с. (при отсутствии влияния поверхностного эффекта в нити нагревателя  $I = I_I$ );  $|Z_{экс}|$  — модуль полного сопротивления, определяющий действующее значение измеряемого переменного напряжения  $U_I$  на входе преобразователя при протекании по нити нагревателя тока  $I_I$ .

Для цепи, изображенной на рис. 1, пренебрегая емкостями  $C_1$  и  $C_2$  ( $C_1$  — шунтирует источник питания, а  $C_2$  — закорочена), можно показать, что погрешность будет выражаться формулой

$$\gamma_{RLC} = 1 - \frac{\frac{Z_1}{Z_2 Z_4} [(Z_4 + Z_5)(Z_2 + Z_3) + Z_4 Z_5]}{R}, \quad (3)$$

где

$$R = R_n + R_1 + R_2, \quad (4)$$

$$Z_1 = R_n + j\omega L_n, \quad (5)$$

$$Z_2 = \frac{R_n + j\omega L_n}{1 - \omega^2 L_n C_n + j\omega R_n C_n}, \quad (6)$$

$$Z_3 = \frac{R_2 + j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2 + j\omega R_2 C_2}, \quad (7)$$

$$Z_4 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad (8)$$

$$Z_5 = R_1 + j\omega L_1. \quad (9)$$

Окончательное выражение для погрешности в зависимости от параметров преобразователя, получаемое после подстановки в (3) комплексных значений сопротивлений из формул (5)–(9), имеет весьма сложный вид. Для удобства анализа целесообразно представить его в виде трех слагаемых:

$$\gamma_{RLC} = k_{RLC} [\gamma_L + \gamma_{LC} + \gamma_{RC}], \quad (10)$$

где  $k_{RLC}$  — общий множитель;  $\gamma_L$ ,  $\gamma_{LC}$  и  $\gamma_{RC}$  — соответственно части погрешности, определяемые индуктивным характером, частными резонансами и емкостным характером параметров преобразователя.

Указанные составляющие имеют соответственно следующий вид:

$$k_{RLC} = \frac{\omega^2}{(R_n + R_1 + R_2)^2}, \quad (11)$$

$$\gamma_L = \frac{1}{2} (L_n + L_1 + L_2)^2, \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 \gamma_{LC} &= C_2 R_2 [3L_2 (R_n + R_1 + R_2) + R_2 (L_n + L_1)] - \\
 &- C_1 R_1 (R_n + R_2) \left[ \frac{L_1}{R_1} (R_n + R_2) + 2(L_n + L_1 + L_2) - \frac{R_1 (L_n + L_2)}{R_n + R_2} \right] - \\
 &- C_n R_n (R_1 + R_2) \left[ \frac{L_n}{R_n} (R_1 + R_2) + 2(L_n + L_1 + L_2) + \frac{R_n (L_1 + L_2)}{R_1 + R_2} \right]. \quad (13) \\
 \gamma_{RC} &= \frac{1}{2} (R_n + R_1 + R_2) R_2^2 C_2^2 \left[ 4 \frac{R_n C_n + R_1 C_1}{C_2} + 3(R_n + R_1) + \right. \\
 &+ 2 \frac{R_1 R_n}{R_2 C_2} \left( C_1 + C_2 + \frac{C_1 C_n}{C_2} \right) - R_2 \left. \right] + \\
 &+ \frac{1}{2} [C_1 R_1 (R_n + R_2) + C_2 R_2 (R_n + R_1) + C_n R_n (R_1 + R_2)]^2. \quad (14)
 \end{aligned}$$

При условии, что сопротивление нагревателя много больше сопротивления выводов, т. е.  $R_n \gg R_1$  и  $R_n \gg R_2$ , сопротивлениями выводов нагревателей  $R_1$  и  $R_2$  можно пренебречь. В результате чего приведенные выражения упрощаются, и формула погрешности принимает более простой вид:

$$\gamma_{RLC} = -\omega^2 \left[ \frac{(L_n + L_1 + L_2)^2}{2R_n^2} - C_n (L_1 + L_2) - C_1 L_1 \right]. \quad (15)$$

При приближенных расчетах можно считать, что индуктивность прямолинейного нагревателя высокочастотных термопреобразователей типа ТВБ значительно меньше индуктивности выводов  $L_n \ll L_1$  и  $L_2$ . Кроме того, если выводы нагревателя примерно одинаковы, то  $L_1 = L_2$ .

В этом случае погрешность преобразователя будет выражаться формулой

$$\gamma_{RLC} = -\frac{\omega^2 L_0^2}{2R_n^2} + \omega^2 L_0 \left( C_n + \frac{1}{4} C_0 \right), \quad (16)$$

где  $L_0 = 2L_1$  — полная индуктивность выводов термопреобразователя;  $C_0 = 2C_1$  — полная емкость входного вывода термопреобразователя на экран.

Для случая  $L_1 \gg L_2$ , имеющего место, когда вывод, присоединяемый к экрану, в несколько раз короче вывода, идущего к входу преобразователя

$$\gamma_{RLC} = -\frac{\omega^2 L_0^2}{2R_n^2} + \omega^2 L_0^2 \left( C_n + \frac{1}{2} C_0 \right). \quad (17)$$

Из выражений (16) и (17) очевидно, что погрешность компарирования напряжения является квадратичной функцией частоты переменного тока  $\omega$ . Кроме того, представляется возможным подбором параметров преобразователя снизить погрешность практически до нулевого значения. Действительно, из выражения (17) очевидно, что при

$$R_{no} = \sqrt{\frac{L_0}{2 \left( C_n + \frac{1}{2} C_0 \right)}} \quad (18)$$

$\gamma_{RLC}$  теоретически равна нулю.

Для оценки влияния поверхностного эффекта в нити нагревателя допустим, что в цепи нагревателя термопреобразователя отсутствуют реактивные составляющие  $L$  и  $C$ .

Тогда при равенстве т. э. д. с.

$$I^2 R_n = I_f^2 R_{nf}, \quad (19)$$

или

$$\frac{I_f}{I} = \sqrt{\frac{R_n}{R_{nf}}}. \quad (20)$$

где  $R_{nf}$  — активное сопротивление нити нагревателя на переменном токе, отличающееся от  $R_n$ , сопротивление нити на постоянном токе, вследствие влияния поверхностного эффекта.

В рассматриваемом случае формула погрешности (1) примет вид

$$\gamma_f = \frac{IR_n - I_f R_{nf}}{IR_n} = 1 - \frac{I_f R_{nf}}{IR_n}. \quad (21)$$

Подставляя значение отношения  $I_f/I$  из (20), получим выражение погрешности компарирования напряжения от поверхности эффекта в нити нагревателя

$$\gamma_f = 1 - \sqrt{\frac{R_{nf}}{R_n}}. \quad (22)$$

Если  $R_{nf}$  незначительно отличается от  $R_n$ , то выражение (22) приводится к виду

$$\gamma_f = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R_{nf}}{R_n}, \quad (23)$$

где  $\Delta R_{nf} = R_{nf} - R_n$  — приращение активного сопротивления нагревателя на переменном токе.

Значение отношения активного сопротивления  $R_f$  на переменном токе к сопротивлению  $R$  на постоянном токе для круглых проводов определяют из известного выражения [9]

$$\frac{R_f}{R} = 1 + \frac{\kappa^4}{3}, \quad (24)$$

где

$$\kappa = \frac{d}{4} \sqrt{\frac{\omega \mu \mu_0}{2\rho}}. \quad (25)$$

Здесь  $d$  — диаметр проволоки, м;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота;  $\mu$  — магнитная проницаемость вещества проволоки;  $\mu_0$  — магнитная постоянная, равная  $4\pi \cdot 10^{-7}$  Г/м;  $\rho$  — удельное сопротивление, Ом·м.

Формула (24) справедлива при условии  $\kappa < 1$ .

Для большинства нитей нагревателей, применяемых в вакуумных термопреобразователях с током до 30 мА,  $\kappa \ll 1$ , при таком условии, подставляя значение выражения  $R_f/R$  из формулы (24) в (22), получаем выражение для погрешности, определяемой поверхностным эффектом в нити нагревателя с круглым сечением

$$\gamma_f = -\frac{\kappa^4}{6} = -\frac{d^4 \omega^2 \mu^2 \mu_0^2}{6,1 \cdot 10^9 \rho^2}. \quad (26)$$

В табл. 1 приведены найденные по формулам (25) и (26) значения параметра  $\kappa$  и погрешностей  $\gamma_f$  при частотах 1,10 и 30 МГц для термопреобразователей типов ТВБ4 и ТВБ5, нити нагревателей которых выполнены из нихрома ( $\rho = 1 \cdot 10^{-6}$  Ом·м).

У вакуумных термопреобразователей типов ТВБ1—3 нагреватели выполнены из ферромагнитного материала — чугуна. Из литературных данных, [9—12] следует, что порядок значений магнитной проницаемости  $\mu$  чугуна при слабых полях вряд ли будет больше 100—200.

Таблица 1

Тип термопреобразователя	d, мм	Значение $\mu$ при частоте, МГц			Погрешность $\gamma$ , % при частоте, МГц		
		1	10	30	1	10	30
ТВБ4	11,6	$5,8 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$3,2 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-5}$
ТВБ5	26	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$4,1 \cdot 10^{-2}$	$7,1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$

Принимая для ориентировочных расчетов значение  $\mu$  материала нагревателей термопреобразователя ТВБ1—3 равной 200, по формуле (26) определяем возможный порядок погрешностей указанных преобразователей за счет влияния поверхностного эффекта в ферромагнитных нитях их нагревателей.

Таблица 2

Результаты расчеты приведены в табл. 2.

Приведенные в табл. 1 и 2 данные свидетельствуют о том, что погрешность от влияния поверхностного эффекта в нити нагревателей термопреобразователей ТВБ1—5 на частотах до 1 МГц имеет пренебрежимо малые значения. При частотах до 30 МГц термопреобразователи ТВБ1, 4 и 5 имеют погрешности не более  $2 \cdot 10^{-3}\%$ , термопреобразователи ТВБ2 и 3 на частоте 30 МГц имеют существенно большую погрешность, достигающую 0,2%.

При компарировании напряжения погрешность от поверхностного эффекта может возникнуть не только в нагревателе, но также в его выводах и других элементах конструкции. Поверхностный эффект в частях конструкции преобразователя, обычно выполненных из немагнитного материала, оказывает пренебрежимо малое влияние на погрешность измерения. Однако выводы вакуумных термоэлектрических преобразователей типа ТВБ изготавливают из ферромагнитного материала — ковара. Поверхностный эффект в таких выводах проявляется значительно. Для определения его влияния выразим активное сопротивление  $R_f$  выводов термопреобразователей на переменном токе через активные сопротивления  $R$  на постоянном токе и приращение  $\Delta R_f$  на переменном токе:

$$R_{1f} = R_1 + \Delta R_{1f}; \quad R_{2f} = R_2 + \Delta R_{2f}. \quad (27)$$

индуктивность выводов  $L_f$  — через внешнюю  $L_0$  и внутреннюю  $L_1$  [9, 13, 14]

$$L_{1f} = L_{10} + L_{1f}; \quad L_{2f} = L_{20} + L_{2f}. \quad (28)$$

Тогда, подставляя в (3), найдем формулу, определяющую погрешность в зависимости от реактивности и поверхностного эффекта в выводах

$$(\gamma_{RLC})_f = - \left[ \frac{\Delta R_{1f} + \Delta R_{2f}}{R_H + R_1 + R_2} + A_f \right], \quad (29)$$

где  $A$  — член, равный  $k_{RLC} (\gamma_L + \gamma_{LC} + \gamma_{RC})$ , получаемый при подстановке в формулы (11) — (14) вместо  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$  и  $L_2$  соответственно параметров  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_{1f}$  и  $L_{2f}$  из формул (27) и (28).

Обычно  $R_n \gg R_1$  и  $R_2$  если будет соблюдаться также условие  $R_n \gg R_{1f}$  и  $R_{2f}$ , то выражение для коэффициента  $A_f$  существенно упростится и формула (29) примет вид

$$(Y_{RLC})_f = - \frac{\Delta R_{1f} + \Delta R_{2f}}{R_n} - \omega^2 \left[ \frac{(L_n + L_{1f} + L_{2f})^2}{2R_n^2} - C_n (L_{1f} + L_{2f}) - C_1 L_{1f} \right]. \quad (30)$$

Для определения приращения  $\Delta R_f$  находим значение  $R_f$ . Для случая массивного ферромагнитного проводника воспользуемся формулой [9]

$$R_f = \frac{l}{\pi d} \sqrt{\omega \mu \mu_0 \rho}. \quad (31)$$

Внутреннюю индуктивность  $L_i$  рассчитываем по формуле [9, 13]

$$L_i = 0,6 \frac{l}{\pi d} \sqrt{\frac{\mu \mu_0 \rho}{\omega}}. \quad (32)$$

где  $l$  — длина проводника.

Анализ уравнения (30) при подстановке в него  $L_i$  из формулы (32) и вычисления  $\Delta R_f$  через  $R_f$  показывает, что в общем случае ход кривой, характеризующей зависимость  $(Y_{RLC})_f$  от частоты, описывается выражением

$$(Y_{RLC})_f = \omega^2 \alpha + \omega \sqrt{\omega \mu} \beta + \omega \mu \xi + \sqrt{\omega \mu} \eta, \quad (33)$$

где  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\xi$ ,  $\eta$  — коэффициенты, зависящие от параметров преобразователя.

Зависимость (33) соответствует случаю ярко выраженного влияния поверхностного эффекта.

Магнитная проницаемость  $\mu$ , входящая в формулу (33), также может зависеть от частоты (14). Простого аналитического выражения для этой зависимости не существует, но, как видно из графиков частотных зависимостей ферромагнитных материалов [11, 12], в первом приближении можно считать величину для небольших областей частот постоянной, тогда выражение (33) примет вид:

$$(Y_{RLC})_f = \omega^2 A + \omega \sqrt{\omega} B + \omega D + \sqrt{\omega} G \quad (34)$$

или

$$(Y_{RLC})_f = \omega^{5/2} G + \omega D + \omega^{3/2} B + \omega^2 A, \quad (35)$$

где  $A = \alpha$ ,  $B = \sqrt{\mu} \beta$ ,  $D = \mu \xi$ ,  $G = \sqrt{\mu} \eta$ .

Как следует из (35), зависимость погрешности от частоты, найденная с учетом влияния поверхностного эффекта в выводах нагревателя, определяется полиномом в виде степенного ряда. Эта закономерность подтверждается экспериментально.

Для оценки частотной погрешности применялись различные преобразователи из серии ТВБ.

Внешний вид одного из таких преобразователей со снятым экраном, смонтированного непосредственно в коаксиальном разьеме, показан на рис. 2. Такая конструкция проста, технологична и позволяет свести к минимуму реактивность подключающих проводов.

В табл. 3 приведены экспериментальные значения зависимости  $(Y_{RLC})_f$  от частоты, найденные путем взаимного сличения преобразователей. В первой строке приведены значения, полученные при сличении двух преобразователей, один из которых выполнен на ТВБ1 с  $R_n = 500$  Ом, другой — на ТВБ2 с  $R_n = 190$  Ом (первое сличение); во второй строке: один преобразователь — на ТВБ2 с  $R_n = 140$  Ом, другой — на ТВБ2 с  $R_n = 160$  Ом и с добавочным последовательным резистором с сопротивлением 340 Ом (второе сличение).

Сличение	Значение $(\gamma_{RLC})_f$ % при частоте, МГц						
	0,1	1	10	30	50	100	200
Первое . . . . .	—	0,10	0,39	0,79	1,2	2,4	6,1
Второе . . . . .	0,02	0,11	0,38	0,80	1,4	3,3	9,5

Хотя в результате сличений определены разности погрешностей преобразователей, однако учитывая, что погрешности преобразователей с сопротивлением цепи 500 Ом, найденные расчетно и экспериментально, в диапазоне частот от 1 до 30 МГц имеют значения в 5—10 раз меньше по сравнению с разностями, найденными в результате сличений, поэтому с достаточной степенью точности можно считать, что в этой области частот приведенные в табл. 3 величины практически являются погрешностями преобразователей, соответственно с сопротивлениями цепи нагревателя 190 и 140 Ом.

Как видно из табл. 3, зависимость погрешности от частоты на участке, 1—10 МГц близка к отношению

$$\frac{(\gamma_{RLC})_{f_1}}{(\gamma_{RLC})_{f_2}} \approx \sqrt{\frac{f_1}{f_2}} \quad (36)$$

где  $f_1 = 10$  МГц и  $f_2 = 1$  МГц.

На участке 50—100 МГц для первого сличения и на участке 30—50 МГц для второго сличения эта зависимость близка к линейной. На участке 100—200 МГц, особенно во втором сличении, зависимость близка к квадратичной.

На рис. 3 приведены графики частотных погрешностей, построенные по данным табл. 3. Пунктирные кривые — результат экстраполяции погрешности, измеренной на частоте 200 МГц, в область низких частот с учетом квадратичной зависимости погрешности от частоты в случае отсутствия влияния поверхностного эффекта.

Эти кривые свидетельствуют о том, что весьма распространенный способ определения частотной погрешности путем измерения ее вне рабочего диапазона на высоких частотах и экстраполяции полученного результата в область более низких частот по квадратичному закону может привести к большим неточностям в случае применения термопреобразователей с ферромагнитными выводами нагревателей.

При применении воздушных преобразователей с медными выводами нагревателя или вакуумных с немагнитными, молибденовыми или платиновыми выводами влияние поверхностного эффекта значительно уменьшается и кривые погрешности от частоты приближаются к квадратичным. При соответствующем выборе параметров  $R, L, C$  на частоте 30 МГц погрешность может быть снижена до 0,05—0,1%, а на частотах до нескольких мегагерц практически полностью исключается.

При измерениях на высоких частотах может возникнуть погрешность от тока утечки между нагревателем и терморарой. Влияние тока утечки при включении в цепь постоянного тока ничтожно мало, так как сопротивление пути утечки (изоляционной бусинки, с помощью которой

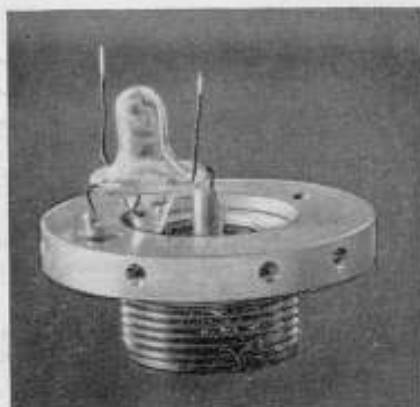


Рис. 2. Высокочастотный преобразователь со снятым экраном

крепится термопара) у бесконтактных термопреобразователей лежит в пределах  $10^9 - 10^{12}$  Ом.

Рассмотрим погрешность от влияния емкости между нагревателем и термопарой. Схема термопреобразователя с учетом этой емкости приведена на рис. 4.

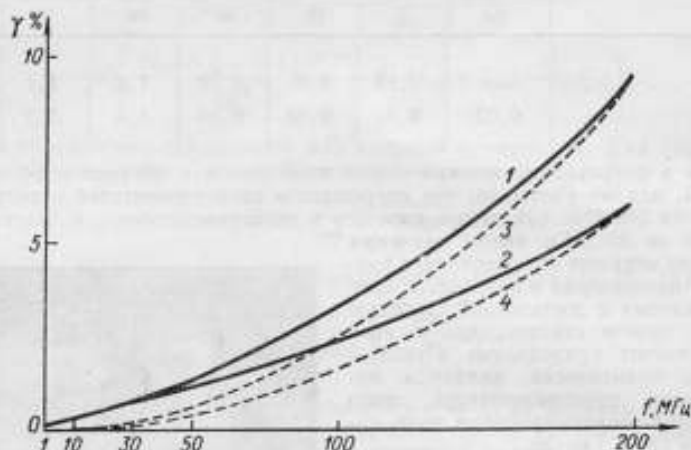


Рис. 3. Графики частотных погрешностей.

1 и 2 — экспериментальные кривые; 3 и 4 — экстраполированные

где  $C_M$  — емкость между нагревателем и термопарой,  $C_{ш}$  — емкость между выводами термопары и экраном. В общем случае  $C_{ш}$  всегда много больше  $C_M$ . Поэтому эквивалентную схему цепи термопреобразователя для этого случая

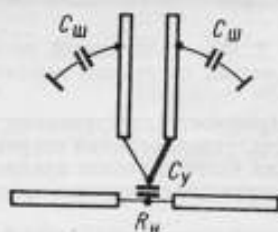


Рис. 4. Схема термопреобразователя

$R_H$  — сопротивление нагревателя на постоянном токе



Рис. 5. Эквивалентная схема цепи термопреобразователя

можно изобразить, как показано на рис. 5, где  $I_1$  — ток в части цепи нагревателя до соединения его с термопарой;  $I_{12}$  — ток в части цепи нагревателя после соединения его с термопарой;  $I_2$  — ток через емкость  $C_y$ ;  $Z = \frac{1}{j\omega C_y}$ .

Для схемы рис. 5 погрешность, определяемая утечкой тока через емкость  $C_y$ , выражается следующей формулой:

$$\gamma_{C_y} = \frac{1}{16} \omega^2 R_H^2 C_y^2. \quad (37)$$



Как видно из (37), эта погрешность пропорциональна квадрату частоты.

Для количественной оценки найденной погрешности необходимо знать емкость  $C_y$  между термопарой и нагревателем.

В литературе обычно приводят определенные экспериментально значения емкости между цепью термопары и цепью нагревателя, включая их выводы. Эти емкости для термопреобразователей типа ТВБ лежат в пределах 0,2 — 1,2 пФ [8]. Однако, как показывают исследования, большую часть этих емкостей составляют емкости между выводами нагревателей и термопары, а не между нитью нагревателя и самой термопарой.

Действительные значения емкости между термопарой и нагревателем, без учета емкости между их выводами, за счет весьма малых диаметров проводов нагревателя и термопары могут оказаться ничтожно малыми по сравнению с емкостями между выводами.

Так, без учета влияния краевого эффекта, расчетные значения емкости между нитью нагревателя и термоспаем составят приблизительно:

$1 \cdot 10^{-4}$  пФ для термопреобразователей ТВБ-1 (диаметр токонесущей нити нагревателя 3 мкм, диаметр проводов термопары 10 мкм, расстояние между ними 20 мкм и  $v = 8$ );

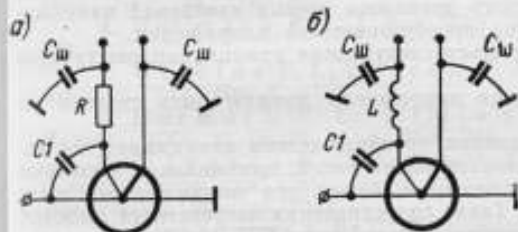


Рис. 6. Схемы термопреобразователя с цепями развязки  
В цепь включен: а — дополнительный резистор, б — высокочастотный дроссель

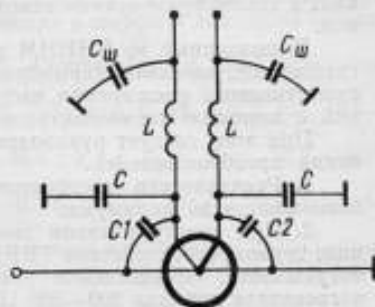


Рис. 7. Схема термопреобразователя с шунтированием термопары по высокой частоте на землю

$1 \cdot 10^{-3}$  пФ для ТВБ-4 (диаметр нагревателя 12 мкм, диаметр проводов термопары 20 мкм).

При таких значениях емкостей и соответственно сопротивлений  $R_n = 600$  Ом и  $R_n = 60$  Ом при 30 МГц расчетное значение погрешности составит порядка  $10^{-9}$  %. Такой малой величиной погрешности при применении термопреобразователей типа ТВБ, можно пренебречь.

При расчете порядка указанных значений емкостей между нагревателем и термопарой, пользовались формулой плоского конденсатора, однако за счет краевого эффекта, микронеровностей, проводов и уменьшения расстояния между проводами нагревателя и термопары емкость  $C_y$  может увеличиться. Поэтому по формуле (37) можно определить значения  $C_y$ , при которых погрешность  $\gamma_{C_y}$  станет заметной. Такой расчет показывает, что на частоте 30 МГц погрешность в 0,01% будет для преобразователей ТВБ-1 при емкости  $C_y$  примерно 0,3 пФ и для ТВБ-4 при емкости примерно 3 пФ. Такие значения емкостей, хотя и намного больше расчетных значений емкостей между нагревателем и термопарой для данных типов термопреобразователей, однако находятся примерно на уровне порядка значений емкостей между выводами нагревателя и выводами термопары. Если в цепь одного из выводов термопары, как это часто делается, будет включен для развязки дополнительный резистор (рис. 6, а) или высокочастотный дроссель (рис. 6, б), то емкость  $C_1$  между одним из выводов термопары и потенциальным выводом нагревателя может значительно увеличить емкостной ток, протекающий через сопротивление термопары, и соответственно увеличится погрешность  $\gamma_{C_y}$ .

Для устранения этого явления, кроме рационального расположения выводов нагревателей и терморпары, обеспечивающего минимальную емкость между ними, оба вывода терморпары можно шунтировать емкостями на землю (рис. 7). В этом случае токи, возникающие за счет емкостей  $C_1$  и  $C_2$ , пойдут через емкости  $C$  на землю.

Расчет погрешности от взаимной индуктивности между цепью нагревателя и терморпары, а также от внешних переменных полей весьма затруднителен из-за сложности конфигурации таких цепей [1]. Приблизительная оценка возможных погрешностей от взаимной индуктивности дана в работе [7]. Конструктивные приемы, позволяющие существенно снизить или устранить это влияние, предложены в [1, 3, 7].

Кроме рассмотренных выше источников частотной погрешности, при экспериментальном ее определении существенное влияние могут оказывать нестабильность окружающей температуры и источников постоянного и переменного тока, а также тепловая инерционность термопреобразователей, уменьшить влияние которых на результат измерения можно путем многократных измерений, а также применением некоторых других известных метрологических приемов.

Выполненный во ВНИИМ теоретический и экспериментальный анализ погрешностей, вносимых термопреобразователями, свидетельствует о возможности существенного расширения частотного диапазона точных измерений напряжений с помощью термоэлектрических преобразователей напряжения.

При этом следует руководствоваться следующими принципами конструирования преобразователей.

1. Реактивности преобразователя напряжения должны быть сведены по возможности до минимума.

2. При конструктивном выполнении преобразователя напряжения на основе термопреобразователя ТВБ, показанном на рис. 2, минимальные частотные погрешности, определяемые реактивностями, будут при сопротивлении цепи нагревателя порядка 200—500 Ом. Такие сопротивления нагревателей имеются у серийных термоэлектрических преобразователей типа ТВБ-1 и 2 с номинальным током 1 и 3 мА.

3. Наименьшую погрешность от поверхностного эффекта в нити нагревателя имеют серийные термопреобразователи ТВБ-1 и 2, нити нагревателей которых выполнены из тонкого чугунного микропровода, и термопреобразователи ТВБ-4 и 5 с номинальным током 10 и 30 мА, нити нагревателей которых хотя и выполнены из более толстого микропровода, но за счет применения в них немагнитного материала — нихрома, влияние поверхностного эффекта в них пренебрежимо мало по крайней мере до частот 30 МГц. Однако термопреобразователи ТВБ-4 и 5 не могут быть рекомендованы для непосредственного компарирования напряжений в диапазоне частот до нескольких десятков мегагерц, так как в них за счет малого сопротивления нити нагревателя (соответственно 50 и 13 Ом) становится невыгодным соотношение  $R, L, C$ , и они имеют в этой области частот существенную погрешность за счет индуктивного характера цепи, уменьшить которую можно путем включения последовательно с термопреобразователем пленочного резистора с сопротивлением несколько сот ом. В этом случае номинальное значение компарируемого напряжения соответственно увеличится.

4. Для уменьшения погрешности за счет поверхностного эффекта в выводах нагревателя желательно использовать термопреобразователи с выводами нагревателя, выполненными из немагнитных материалов. К таким материалам, используемым в электровакуумной технике, относятся — молибден, вольфрам, платина. В случае применения воздушных термопреобразователей выводы следует делать из медного провода. Серийные вакуумные термопреобразователи изготавливаются только с выводами нагревателя из ферромагнитного материала кобальта, имеющего одинаковый со стеклом коэффициент линейного расширения. В таких выводах поверхностный эффект проявляется очень сильно. В этом случае уменьшить погрешность от поверхностного эффекта можно следующими путями: а) до минимума уменьшать длину выводов нагревателя, выполненных из кобальта, и при необходимости для соединения с другими частями измерительной цепи припаивать к выводам медные провода; б) несколько увеличить полное сопротивление цепи нагревателя до 500—800 Ом путем выбора термопреобразователей

с соответствующим сопротивлением нагревателя или путем включения добавочного пленочного резистора. В этих случаях обе составляющие погрешности как за счет изменения активного сопротивления на переменном токе, так и за счет внутренней индуктивности уменьшаются.

Использование перечисленных выше приемов позволяет при применении серийных вакуумных термоэлектрических преобразователей типа ТВБ без добавочных резисторов или с добавочными пленочными резисторами и общим входным сопротивлением от 300 до 1000 Ом конструировать преобразователи для измерения напряжения от 0,1 до 10 В с погрешностями не более 0,01 — 0,02% в диапазоне частот до 1 МГц, 0,02 — 0,05% до 10 МГц и 0,05 — 0,1% до 30 МГц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд-во стандартов, 1964.
2. Акиев Р. Ф., Рождественская Т. Б. Новая аппаратура для измерения действующего значения напряжения в широком диапазоне частот. «Измерительная техника», 1970, № 5.
3. Негмаш Ф. Л., Williams E. S. «Communication and Electronics», 1960, July, pp. 200—206.
4. Негмаш Ф. Л. J. Res. NBS, 1952, February, v. 48, No. 2, pp. 121—138.
5. Wilkins F. L., Deason T. A., Becker R. S. Proc. IEE, 1965, April, v. 112, No. 4.
6. Негмаш Ф. Л., Williams E. S. IEEE Trans. Instrum. and Measur., 1966, v. 15, № 4, pp. 260—268.
7. Широков К. П. Комплектная установка для проверки амперметров и вольтметров при повышенной частоте переменного тока. Труды ВНИИМ, вып. 24 (84). Машгиз, 1954.
8. Червякова В. И. Термоэлектрические приборы. Госэнергоиздат, 1963.
9. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Госэнергоиздат, 1949.
10. Меськин В. С. Ферромагнитные сплавы. ОНТИ, 1937.
11. Поливанов К. М. Влияние областей Вейса на зависимость магнитной проницаемости вещества от частоты. Сб. «Проблемы ферромагнетизма и магнетодинамики». Изд. АН СССР, 1946.
12. Бозорт Р. Ферромагнетизм. Изд-во иностр. лит., 1956.
13. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Госэнергоиздат, 1956.
14. Аркадьев В. К. Магнитная спектроскопия и ее задачи. Сб. «Проблемы ферромагнетизма и магнетодинамики». Изд. АН СССР, 1946.

Поступила в редакцию  
18/III 1970 г.

УДК (621.316.8 : 621.315.212) : 621.317.616

Г. В. МЧЕДЛИДZE  
ТБИЛИССКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

#### МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОАКСИАЛЬНЫХ РЕЗИСТОРОВ

В последние годы резко повысились требования к точности измерения основных параметров электрических цепей: индуктивности, емкости и сопротивления на переменном токе.

В то время как погрешности при точных измерениях индуктивности и емкости имеют значения порядка  $10^{-5}$  —  $10^{-6}$ , погрешности измерения сопротив-

ления на переменном токе вследствие отсутствия достаточно обоснованной методики измерения и образцовых мер выше ( $10^{-4} - 10^{-5}$ ) [1].

Создание расчетного конденсатора и абсолютное воспроизведение ома через расчетную емкость явились предпосылками для повышения точности измерения сопротивления на переменном токе по крайней мере на порядок. При передаче значения сопротивления от уровня импеданса расчетной емкости до 1 Ом могут быть проведены точные измерения на переменном токе с помощью резисторов, частотные характеристики которых рассчитывают. Специфика таких измерений состоит в том, что сопротивление резистора зависит от частоты и его следует определять с учетом частотных поправок.

Как известно, частотная характеристика резистора  $R_\omega/R_0$  (где  $R_\omega$  — сопротивление резистора на частоте  $\omega$ ;  $R_0$  — омическое сопротивление) в основном зависит от индуктивности и емкости элемента сопротивления, поверхность

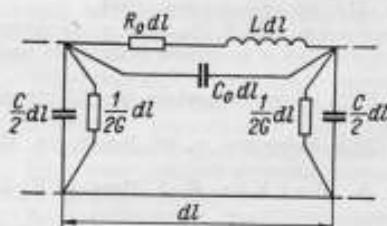


Рис. 1. Схема замещения резистора в виде линии передачи с распределенными параметрами

$R_0 dl$  — сопротивление;  $L dl$  — индуктивность;  $C dl$  — емкость;  $G dl$  — проводимость резистора на единицу длины



Рис. 2. Коаксиальный резистор в виде короткозамкнутой линии передачи

1 — внутренний проводник (резисторный элемент); 2 — обратный проводник; 3 — закорачивающий диск.

$r_0$  — радиус резистивного элемента;  $r_1$  — внутренний радиус обратного проводника

ного или скин-эффекта, вихревых токов в металле конструкции и потерь в изоляции.

Влияние всех указанных выше факторов на частотные свойства резисторов достаточно изучено [2—4] и при представлении схемы замещения резистора в виде линии с распределенными параметрами (рис. 1) его сопротивление  $R_\omega = R_0 [1 + F(\omega)]$  можно представить в виде [5]

$$R_\omega = R_0 (1 + \alpha\omega^{0.7} + \beta\omega^{1.4} + \gamma\omega^2 + \delta\omega^3 + \varepsilon\omega^4 + \xi\omega^5 + \eta\omega^6), \quad (1)$$

где  $\alpha, \beta, \gamma, \delta, \varepsilon, \xi, \eta$  — постоянные величины.

Точно измерив на нескольких промежуточных частотах резистор с неизвестной частотной характеристикой путем сличения его с образцовой мерой сопротивления переменного тока, имеющей расчетные частотные характеристики, и подставив полученные значения в уравнение (1), получим характеристику  $R_\omega/R_0$  измеряемого резистора. Следовательно, для повышения точности измерения сопротивлений на переменном токе необходимо создать образцовые меры сопротивления, частотную характеристику которых  $R_\omega/R_0$  можно рассчитать с погрешностью, не превышающей  $1 \cdot 10^{-6}$  в широком диапазоне номинальных значений и частот.

Такую задачу можно решить, рассматривая резистор как элемент с распределенными параметрами и определяя его полное сопротивление (импеданс) через геометрические размеры и электромагнитные свойства окружающего пространства. Полученные таким способом значения сопротивления более точно связаны с основными величинами (масса, длина, время,  $\mu_0$ ), чем значения

напряжения и тока, к расчету которых прибегают в случае рассмотрения резистора в виде элемента с сосредоточенными параметрами [6].

Наиболее приемлемой конструкцией для создания образцовых мер сопротивления с расчетными частотными характеристиками является коаксиальная форма расположения проводников резистора [3, 4].

Схематически коаксиальный резистор можно представить как короткозамкнутую линию передачи, длина которой равна  $l$  (рис. 2).

При таком представлении резистора учитывается, что его длина  $l$  много больше его поперечных размеров  $r_a$  и  $r_b$  и ток, проходящий через короткозамкнутый конец резистора, создает электромагнитное поле, незначительное по сравнению с электромагнитным полем вдоль всей длины резистора [4, 7]. Индуктивность  $L$  и емкость  $C$  для такой схемы определим из выражений

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left( \ln \frac{r_b}{r_a} + \frac{1}{4} \right) \cdot 10^{-9} \text{ Г}, \quad (2)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln r_b/r_a} \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \quad (3)$$

где  $\mu$  — магнитная и  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость.

В случае короткозамкнутой линии с потерями входное сопротивление резистора  $Z_{\text{вх}}$  определим как [8]

$$Z_{\text{вх}} = Z \operatorname{th} \gamma l, \quad (4)$$

где  $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L)(G + j\omega C)}$ ;  $G$  — проводимость.

Характеристический импеданс  $Z$  резистора в этом случае равен

$$Z = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (5)$$

Для идеальной линии передачи, т. е. линии без потерь, это значение запишем в виде

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (6)$$

Известно, что приведенная длина линии передачи  $l/\lambda$  равна

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{l}{1/f \sqrt{LC}} = f \sqrt{LC} \cdot l, \quad (7)$$

где  $\lambda$  — длина электромагнитной волны;  $f = \omega/2\pi$  — частота, Гц.

Учитывая, что для большинства диэлектриков проводимость  $G = \operatorname{tg} \delta (\omega C)$  является малой величиной ( $\operatorname{tg} \delta < (2 + 4) \cdot 10^{-4}$ ), из выражений (2) — (7) получим

$$\begin{aligned} \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_0} &= \sqrt{1 - j \frac{R_0}{Z_0} \cdot \frac{l}{2\pi l/\lambda}} \times \\ &\times \operatorname{th} \sqrt{-4\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 + j2\pi \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{R_0}{Z_0}}. \end{aligned} \quad (8)$$

В уравнение (8) вместо  $L$  и  $C$  внесены их значения:  $L = l/\lambda \cdot Z_0/f$  и  $C = 1/\lambda Z_0 f$ , полученные из соотношений (6) и (7).

Если разложить уравнение (8) в степенной ряд гиперболического тангенса для аргумента  $(2\pi l/\lambda)$ , получим после преобразований:

$$\begin{aligned} \frac{Z_{ax}}{Z_0} = & \frac{R_0}{Z_0} + \left(2\pi \frac{l}{\lambda}\right)^2 \left[ \frac{2}{3} \frac{R_0}{Z_0} - \frac{2}{15} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^3 \right] + \\ & + \left(2\pi \frac{l}{\lambda}\right)^4 \left[ \frac{6}{15} \frac{R_0}{Z_0} + \dots \right] + j \left(2\pi \frac{l}{\lambda}\right) \cdot \left[ 1 - \frac{1}{3} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 \right] + \\ & + \left(2\pi \frac{l}{\lambda}\right)^3 \left[ \frac{1}{3} - \frac{6}{15} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 \right] + \dots \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку  $\lambda = v/f$  (где  $v$  — скорость распространения электромагнитной волны) для отношения  $l/\lambda$  имеем:

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{lf}{v}. \quad (10)$$

Подставляя значение  $l/\lambda$  из уравнения (10) в уравнение (9) и пренебрегая членами, содержащими  $(2\pi l/\lambda)$  в третьей и четвертой степени, получим

$$\begin{aligned} Z_{ax} = & R_0 \left\{ 1 + \left(2\pi \frac{lf}{v}\right)^2 \left[ \frac{2}{3} - \frac{2}{15} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 \right] \right\} + \\ & + jZ_0 \left(2\pi \frac{lf}{v}\right) \left[ 1 - \frac{1}{3} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Из уравнения (11) найдем значение  $R_{\omega}$  без учета скин-эффекта

$$R_{\omega} = R_0 \left\{ 1 + \left(2\pi \frac{lf}{v}\right)^2 \left[ \frac{2}{3} - \frac{2}{15} \left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 \right] \right\}. \quad (12)$$

Для получения номинальных значений сопротивления от 0,01 до  $10^4$  Ом в виде коаксиальных мер с расчетными частотными характеристиками в качестве резистивного элемента используют проволоку круглого сечения или трубчатый проводник.

Влияние скин-эффекта на сопротивление проводника круглого сечения выражается формулой [3]

$$R_{s1} = R_0 \left[ 1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\omega l}{10^9 R_0}\right)^2 - \frac{1}{180} \left(\frac{\omega l}{10^9 R_0}\right)^4 \right], \quad (13)$$

а на сопротивление трубчатого проводника — формулой [9]

$$R_{s2} = \frac{R_0 l}{\delta_c} \left[ \frac{\sin t/\delta_c \operatorname{ch} t/\delta_c + \cos t/\delta_c \operatorname{sh} t/\delta_c}{(\sin t/\delta_c \operatorname{ch} t/\delta_c)^2 + (\cos t/\delta_c \operatorname{sh} t/\delta_c)^2} \right], \quad (14)$$

где  $t$  — толщина стенки трубчатого проводника;  $\delta_c = \sqrt{\rho/\pi f \mu}$  — глубина проникновения электромагнитной волны в проводник;  $\rho$  — удельное сопротивление материала.

Таким образом, расчетное значение  $R_{\omega}$  в случае коаксиального резистора с учетом скин-эффекта будет иметь вид

$$R_{\omega} = R_s \left\{ 1 + \left(2\pi \frac{lf}{v}\right)^2 \left[ \frac{2}{3} - \frac{2}{15} \left(\frac{R_s}{Z_0}\right)^2 \right] \right\}, \quad (15)$$

где  $R_s$  — значение сопротивления из формул (13) или (14).

Эффектом близости и влиянием вихревых токов, как показано в работах [4, 5], в случае коаксиального резистора можно пренебречь.

Соотношения (12) и (15) позволяют оценить поправочный член, обусловленный влиянием индуктивности и емкости резистивного элемента и скин-эффектом. В качестве примера определим эту поправку на частоте 1 МГц для коаксиального проволочного резистора 1 Ом-с размерами (в мм):  $l = 300$ ;  $r_a = 0,37$ ;  $r_b = 20$ .

Характеристический импеданс  $Z_0$  резистора равен  $Z_0 \approx 138 \lg r_b/r_a$ . Подставляя в выражение (15) эти значения, а также  $v \approx 3 \cdot 10^8$  м/с, получим для  $R_0$  резистора относительную поправку

$$\Delta = \frac{R_{0a} - R_0}{R_0} \cdot 100 = 0,0026\%$$

#### Выводы

1. Показана необходимость использования в качестве образцовых мер сопротивления на переменном токе резисторов с расчетными частотными характеристиками.

2. Коаксиальный резистор является одной из наиболее приемлемых форм расчетных образцовых мер сопротивления. Рассмотрение физической модели такого резистора в виде линии с распределенными параметрами позволяет определить его частотную характеристику через геометрические размеры, частоту и электромагнитные свойства окружающего пространства в виде выражений (12) и (15).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Стандартгиз, 1966.
2. Arnold A. H. M. Proc. IEE, 1953, v. 100, pt. 11, p. 319.
3. Gibbings D. L. H. Proc. IEE, 1963, v. 110, 2, p. 335.
4. Hill J. J. Proc. IEE, 1965, v. 112, 1, p. 211.
5. Huntley L. E., Jones R. N. Proc. IEE, 1967, v. 55, 6.
6. Wilkin F. J., Swan M. J. Proc. IEE, 1969, v. 116, 2, p. 318.
7. Crosby D., Реппураккер С. Proc. JRE, 1946, v. 34.
8. Рамо С., Уиннери Д. Поля и волны в современной радиотехнике. Гостехиздат, 1948.
9. Park J. H. J. of Res. NBS, 1947, v. 39, N 3.

Поступила в редакцию.  
15/X 1970 г.

УДК 621.317.321.018.12

С. А. КРАВЧЕНКО, Г. В. ОЗЕРОВА  
ВНИИМ

#### НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ УГЛОВ ОТКЛОНЕНИЯ СДВИГА ФАЗ ДВУХ НАПРЯЖЕНИЙ ОТ КВАДРАТУРЫ

В практике фазовых измерений часто встречается необходимость измерения и поддержания квадратуры ( $90^\circ$ ) между двумя напряжениями на фиксированных низких частотах. В частности, такая задача возникает при создании приводов специальных магнитофонов, где ведущий асинхронный двигатель питается от однофазной сети через фазосдвигающую RC-цепь. Если в силу каких-то причин условие квадратуры  $\omega RC = 1$  нарушается, т. е. если круговое бегущее поле внутри двигателя преобразуется в эллиптическое, то вращение ротора перестает быть равномерным в течение одного оборота (начинают сказываться замедляющие и ускоряющие моменты), слышен специфический звенящий звук. Это нарушение сокращает срок службы подшипников, не говоря уже о потере точности таким приводом. Например, в магнитофонах с низкими скоростями движения нарушение квадратуры приводит к высокочастотной детонации.





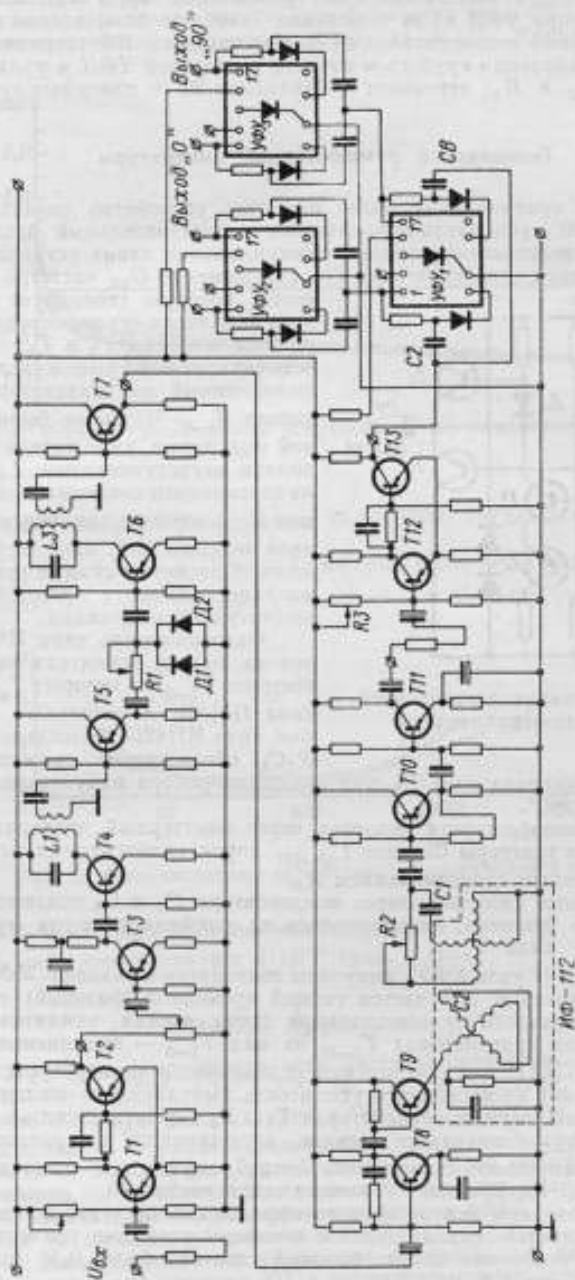


Рис. 2. Принципиальная схема измерителя отклонения фазы от квадратуры

Для правильных измерений прибор надо откалибровать при нулевом сдвиге фаз, соответствующем положению 0 переключателей  $P_{1a}$  и  $P_{1b}$ . Если отклонение фазоиндикатора ЧФН из-за различных «набегов» фазы в цепи не сведется к нулю, необходимо вспомогательным фазовращателем ВФ устранить этот «набег» и свести отклонения грубого и точного указателей ЧФН к нулю. Затем переключатели  $P_{1a}$  и  $P_{1b}$  переводят в положение  $90^\circ$  и измеряют угол отклонения от  $90^\circ$ .

### Особенности разработанной аппаратуры

Рассмотрим оригинальные узлы прибора: устройство создания точного угла сдвига в  $90^\circ$ , усилитель-ограничитель и чувствительный фазоиндикатор.

На рис. 2 представлена полная принципиальная схема устройства для измерения отклонения угла сдвига от  $90^\circ$ . Напряжение  $U_{вх}$  частотой 500 Гц (частота, которую генерирует СВЧ) с выхода усилителя-ограничителя  $УО_1$  поступает на триггеры  $T_1$  и  $T_2$ , а с них — на четырехкратный умножитель частоты, выполненный на транзисторах  $T_{3-7}$  и диодах  $D_{1-2}$ . Чтобы не было амплитудной модуляции, умножитель частоты выполнен двухступенчатым:  $L_1, L_2$ . Цепь из переменного сопротивления  $R_1$  и диодов  $D_{1-2}$  служит для обогащения сигнала четными (4-й, например) гармониками. Поэтому каскад на транзисторе  $T_6$  выделяет сигнал с частотой 2 кГц без амплитудной модуляции.

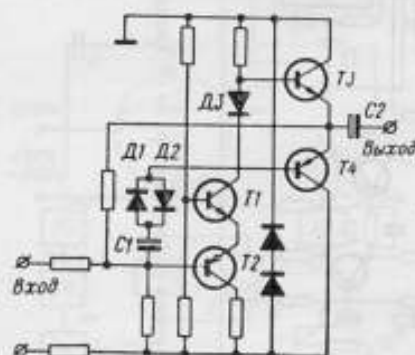


Рис. 3. Принципиальная схема ячейки усилителя-ограничителя

ний амплитуды сигнала до 0,5% при вращении ротора индуктивного фазовращателя от 0 до  $360^\circ$ .

Сигнал с фазовращателя подается через эмиттерный повторитель  $T_{10}$  и усилитель  $T_{11}$  на триггеры Шмидта  $T_{12-13}$ , порог срабатывания которых регулируется переменным сопротивлением  $R_3$ .

Прямоугольные импульсы через конденсаторы  $C_2$  и  $C_4$  подаются на входы двухстабильного триггера, выполненного на унифицированном функциональном узле УФУ<sub>1</sub> типа  $T_{7-1}$ .

С выходов 1 и 17 узла УФУ<sub>1</sub> импульсы подводятся ко входам УФУ<sub>2</sub> и УФУ<sub>3</sub>, на выходах 17 которых получается точный временной (фазовый) сдвиг в  $90^\circ$ .

На рис. 3 показана принципиальная схема ячейки усилителя-ограничителя\* на четырех транзисторах  $T_{1-4}$ , из них  $T_{1-3}$  — кремниевые высокочастотные типа КТ301Е для обеспечения стабильности температуры усилителя.

Ячейка состоит из каскадного усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером и общей базой на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  с обратной связью через кремниевые диоды  $D_{1-2}$  и выходного каскада, выполненного на транзисторах  $T_{3-4}$  по схеме с дополнительной симметрией. Диод  $D_3$  служит для создания смещения на базах  $T_3$  и  $T_4$ . Коэффициент усиления такой ячейки 10.

На рис. 4 показаны снятые экспериментально амплитудно-фазовые погрешности двух усилителей-ограничителей с четырьмя ячейками усиления. Из кривых видно, что усилители вносят фазовый сдвиг не более  $0,5^\circ$  при перепаде амплитуд в 40 дБ (от 4 до 0,04 В).

\* Эту схему разработал в 1968 г. инженер Б. М. Дрейфус.

На рис. 5 даны графики фазочастотных погрешностей усилителей, из которых видно, что вплоть до 20 кГц они не вносят дополнительных погрешностей. Чувствительный фазоиндикатор (фазоиндикатор нулевого сдвига) создан на основе двухполупериодного триггерного фазометра типа Ф2-1 и фотогальванометрического усилителя постоянного тока типа Ф-116. Коэффициент усиления

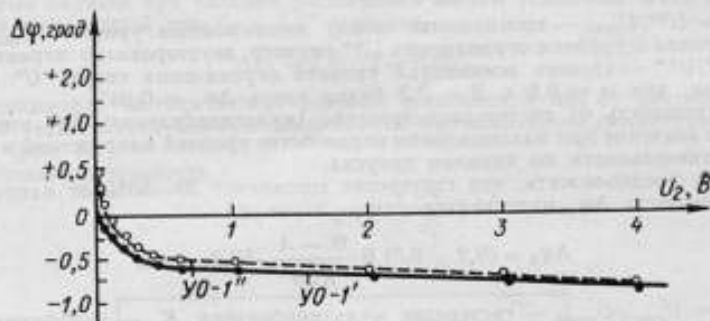


Рис. 4. Амплитудно-фазовые погрешности  $\Delta\varphi$  усилителей-ограничителей УО-1' и УО-1''

ния  $K_U$  последнего может изменяться от 10 до 1000. Тогда отсчет  $\alpha$  по шкале будет

$$\alpha = \delta_U \cdot \varphi = \delta' K_U \cdot \varphi = 4 \text{ дел/град} \cdot 1000\varphi = 1000\varphi, \quad (1)$$

где  $\delta_U$  — чувствительность прибора с усилителем и  $\delta'$  — без усилителя.

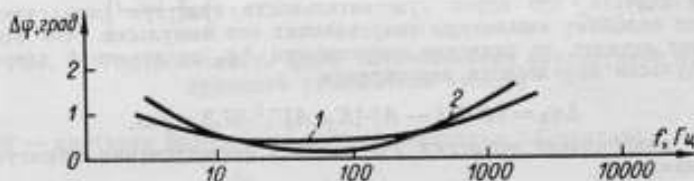


Рис. 5. Фазочастотные погрешности усилителей 1 и 2.

Усилитель после часа прогрева имеет дрейф не более 1,8 — 2% за час на шкале 0,015 мкА, что составляет  $2 \cdot 10^{-3}$  град.

### Анализ погрешностей

Для определения погрешности всей системы определим в свою очередь частные погрешности ЧФН, УО<sub>1-2</sub>, УЧ, ВФ, ТШ<sub>1</sub> и Т<sub>1-2</sub> (рис. 1).

Погрешность  $\Delta\varphi_{\text{ЧФН}}$  фазоиндикатора ЧФН складывается из систематических погрешностей: а) от ухода нулевой линии усилителей-ограничителей, т. е. из погрешности от несимметрии ограничения УО, б) от гистерезиса выходных мультивибраторов, в) от конечной длительности фронтов выходных импульсов усилителей-ограничителей УО и дифференцирующих цепей, г) от наличия высших гармоник во входных напряжениях.

Наиболее значительными из указанных погрешностей является погрешность от несимметрии ограничения УО, а также погрешность от наличия высших гармоник во входных напряжениях.

Погрешность от асимметрии ограничения  $\Delta\varphi_1$  достигает максимальных значений при наибольшем возможном неравенстве уровней входных напряжений. Эта погрешность может быть определена из выражения

$$\Delta\varphi_1 = \frac{B(1-m)}{1+\lg m} \left[ \frac{B}{\pi}(1+m) - 1 \right], \text{ град}, \quad (2)$$

где  $B = U^{**}/U_{\min}$  — соотношение между минимальным уровнем  $U_{\min}$  входного сигнала и уровнем ограничения  $U^{**}$  первого двустороннего ограничителя;  $m = U^*/U^{**}$  — степень асимметрии уровней ограничения сверху  $U^*$  и снизу  $U^{**}$ . Так, для  $m = 0,9$  и  $B = 0,3$  будем иметь  $\Delta\varphi_1 = 0,04^\circ$ .

Погрешность от гистерезиса триггера (мультивибратора)  $\Delta\varphi_2$  имеет наибольшее значение при максимальном неравенстве уровней напряжений и зависит от чувствительности по каналам запуска.

Если предположить, что гистерезис составляет 20–30% от напряжения, то погрешность  $\Delta\varphi_2$  определится как

$$\Delta\varphi_2 = (0,2 + 0,3) B \frac{\Theta - A}{K_y A} \cdot 57,3, \text{ град}, \quad (3)$$

где  $\Theta = U'_{\text{срзб}}/U'_{\text{срзб}}$  — гистерезис мультивибратора;  $K_y$  — коэффициент усиления ограничителей;  $A$  — степень неравенства уровней входных напряжений.

При перепадах напряжения от 5 до 15 В имеем:  $B = \frac{5-6}{15B} = 0,35 + 0,4$ ;

$\Theta = 0,8$ ;  $A = \frac{15}{50} = 0,3$ ;  $K_y = 510$ , что в результате дает  $\Delta\varphi_2 = 0,012^\circ$ .

Погрешность от конечной длительности фронтов выходных импульсов УО определяется порогом чувствительности триггера, а также эквивалентным коэффициентом усиления канала формирования прямоугольного напряжения и перепадом уровней входных напряжений.

Если считать, что порог чувствительности триггера (мультивибратора) составляет половину амплитуды запускающих его импульсов (что вполне соответствует истине), то значение погрешности  $\Delta\varphi_3$  от конечной длительности этих импульсов определится выражением

$$\Delta\varphi_3 = 0,2B [1 - A] \cdot [K_y A]^{-1} \cdot 57,3, \text{ град}, \quad (4)$$

где  $K_y$  — коэффициент усиления УО каналов формирования прямоугольного напряжения.

Если предположить, что  $A = 1$ , то  $\Delta\varphi_3 = 0$ , если  $B = 0$ , то  $\Delta\varphi_3 = 0$ , но это практически невозможно, обычно  $B = 0,3 + 0,8$ . Для случая  $B = 0,3$ ,  $A = 0,3$ ,  $K_y = 5100$ , погрешность  $\Delta\varphi_3 = 0,0016^\circ$ .

Отсюда следует вывод: для того чтобы погрешность  $\Delta\varphi_3$  была порядка  $0,002 - 0,003^\circ$ , усилители-ограничители УО должны иметь не три каскада, а как минимум, четыре.

Погрешность  $\Delta\varphi_4$  от наличия высших гармоник во входных напряжениях объясняется несовпадением временного положения нулевого перехода, искаженного формой входного напряжения и его первой гармоники. Эта погрешность достаточно подробно проанализирована в работах [1, 2] и, согласно приведенной в работе [2] формуле, определяется как  $\Delta\varphi_4 = 1/2$  [максимального искажения сигнала в процентах] [град].

При различных коэффициентах нелинейных искажений (к. и. и.) по каналу на  $0,1 - 0,2\%$  погрешность  $\Delta\varphi_4$  достигнет  $0,5 - 0,1^\circ$ , а при разнице в 5% она достигнет  $2,5^\circ$ . Фактически такой разницы не может быть при одном генераторе с круговым полем с одинаковой загрузкой фаз. Таким образом, ожидаемую погрешность  $\Delta\varphi_4$  от клирфактора можно считать порядка  $0,2 - 0,3^\circ$ , т. е. ожидать разницу между к. и. и. равной  $0,5 - 0,6\%$ .

В погрешность фазоиндикатора ФИНС-1 войдет погрешность отсчета фазы, которая для фазометра Ф2-1 равна 1% от шкалы. В связи с тем, что мы применяем расширение шкалы с помощью усилителя типа Ф116, хотя сам по себе он имеет погрешность 2,5%, происходит резкое снижение фазовой погрешности.

Эксперименты показали, что простой регулировкой потенциометров можно растянуть на всю шкалу (75 делений) угол фазы, равный  $3,6^\circ$ ,  $0,36^\circ$  и  $0,036^\circ$ . Дальнейшие возможности реализованы не были в связи с нестабильностями сети питания.

Таким образом, погрешность отсчета фазы  $\Delta\varphi_5$  будет переменной для трех указанных случаев при условии расширения шкалы усилителя Ф116 до 72 делений и для худшей шкалы в  $3,6^\circ$  составит

$$\Delta\varphi_5 = 3,6^\circ / 72 = 0,05^\circ. \quad (5)$$

Умножитель частоты вносит фазовую погрешность  $\Delta\varphi_6$  от нестабильности входной частоты и случайную погрешность  $\Phi_n$ , вызванную амплитудной модуляцией (рис. 6).

Фазовая погрешность

$$\Delta\varphi_6 = \Delta\varphi_{\text{УЧ}} = \left( \frac{\partial\varphi}{\partial f} \right) \Delta f, \quad (6)$$

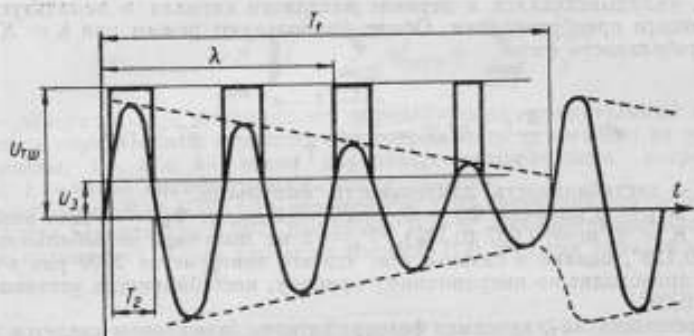


Рис. 6. Нестабильность фазы, обусловленная амплитудной модуляцией умножителя частоты

где  $\partial\varphi/\partial f$  — крутизна фазочастотной характеристики LC-контура:

$$\frac{\partial\varphi}{\partial f} = 2 \left( \frac{Q_0}{f_0} \right) \cos^2 \varphi_{\text{вн}}, \quad (7)$$

где  $Q_0$  — добротность контура;  $f_0$  — резонансная частота;  $\varphi_{\text{вн}}$  — вносимый фазовый сдвиг.

В случае, когда внешняя частота близка к  $f_0$ , т. е. когда  $\varphi_{\text{вн}} \approx 0$ , имеем:

$$\Delta\varphi_{\text{УЧ}} = \frac{2Q_0}{f_0} \Delta f, \text{ град}$$

или

$$\Delta\varphi_{\text{УЧ}} = \frac{720^\circ}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{f_0} \Delta f, \text{ град} \quad (8)$$

или

$$\Delta\varphi_6 = \Delta\varphi_{\text{УЧ}} = \frac{720^\circ}{\pi} \cdot \frac{Q_0}{f_0} \Delta f, \text{ град}. \quad (9)$$

При добротности контура 5–6 (феррит с магнитной проницаемостью  $\mu = 6000$  или железо) и нестабильности частоты  $\delta f = \Delta f/f_0 = 5 \cdot 10^{-3}$  погрешность  $\Delta\varphi_{\text{УЧ}} = 2,5^\circ$ , при нестабильности частоты  $\delta f = 1 \cdot 10^{-4}$  погрешность  $\Delta\varphi_{\text{УЧ}} = 0,05^\circ$ . При экспериментальном определении ухода фазы получилась фазовая

погрешность  $\Delta\varphi_6 = 0,15^\circ$  при нестабильности частоты, равной  $\Delta f = 0,1$  Гц на 1000 Гц, т. е.  $0,01\% = 10^{-4}$  (эксперименты вели при помощи генератора ГЗ-49 и калибратора фазы типа КФ-1).

Определим нестабильность фазы, вызванную модуляцией умножителя частоты.

Длительность импульсов после триггера Шмидта, работающего от сигнала с умножителя частоты, определяется выражением

$$\tau_2 = \frac{T_1}{2K} \cdot e^{-\pi_1 \lambda} = \frac{T_1}{2K} \cdot e^{-\frac{U_1 - U_2}{U_1} \lambda} \quad (10)$$

где  $T_1$  — период умножаемой частоты;  $K$  — коэффициент умножения;  $m_1$  — коэффициент модуляции при умножении частоты, равный  $0,7\%$ , согласно экспериментальным данным;  $U_1$  и  $U_2$  — амплитуды на контуре умножителя соответственно в первый момент и в конце такта умножения;  $\lambda$  — количество импульсов, укладываемых в периоде исходного сигнала и используемых для последующего преобразования. Обычно используют режим при  $\lambda = K$ .

Нестабильность фазы

$$\Phi_{\text{н}} = \frac{\Delta\tau_2}{T_1} \cdot 57,3^\circ = \frac{T_1}{2K} (1 - e^{-m\lambda}) \cdot \frac{57,3^\circ}{T_1} \quad (11)$$

где  $\Delta\tau_2$  — нестабильность длительности импульсов.

При  $\Delta\tau_2 = 0$  получим  $\Phi_{\text{н}} = 0$ , при  $\lambda = 0$  имеем  $\Phi_{\text{н}} = 0$ . Для нашего случая  $\lambda = K = 4$ ,  $m = 0,007$  ( $0,7\%$ ),  $T_1 = 2$  мс получаем нестабильность фазы, равную  $0,128^\circ$ , однако в связи с тем, что это повторяется 2000 раз в секунду, в отсчет происходит по инерционному прибору, нестабильность установки будет  $0,028 - 0,09^\circ$ .

Погрешность  $\Delta\varphi_7$ , вносимая фазовращателем, в основном сведется к частотной погрешности из-за нестабильности частоты, так как сам фазовращатель служит для выбора «набегов» фазы в умножителях и остальных звеньях при калибровке прибора в целом.

Уход фазы в схеме фазовращателя составил, согласно экспериментальным данным,  $\frac{0,75}{2,25\% \Delta f}$ , т. е. для  $\Delta f = 5 \cdot 10^{-4}$  имеем  $\Delta\varphi_7 = 0,0034^\circ$ .

Погрешности  $\Delta\varphi_8$  триггеров Шмидта от ухода уровня запуска  $\Delta U_3$  и  $\Delta\varphi_9$  — от изменения напряжения запускающего сигнала  $\Delta U$  можно определить по формулам

$$\Delta\varphi_8 = \frac{\Delta U_3}{\sqrt{2}U} \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2}(x) + \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{4}(x^2) - \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{4} \cdot \frac{5}{6}(x^3) \dots \right] \cdot 57,3^\circ, \quad (12)$$

$$\Delta\varphi_9 = \frac{\Delta U_c \cdot U_2}{\sqrt{2}U_m^2} \cdot \frac{57,3}{\sqrt{1-x}}, \quad \text{град}, \quad (13)$$

где  $x = \frac{1}{2} \left( \frac{U_3}{U} \right)^2 < 1$ ,

$U_2$  и  $\Delta U_3$  — соответственно напряжение и изменение уровня запуска триггера Шмидта;  $U$  и  $\Delta U_c$  — напряжение и изменение напряжения запускающего сигнала.

При  $U = 15$  В,  $U_3 = 0,46$ ,  $\Delta U_3 = 0,01$  В будет  $\Delta\varphi_8 = 0,02^\circ$ , при  $\Delta U_m = 0,075$  В погрешность  $\Delta\varphi_9 = 0,01^\circ$ .

Триггеры вызывают случайную погрешность, причем ее значение порядка  $\Phi_T \approx 0,002^\circ$  (по данным работы [3]).

Систематическую погрешность будут обуславливать составляющие переменной части погрешности и полностью неустранимые составляющие постоянной части ее. Случайную погрешность будет определять временная нестабильность параметров, обуславливающая дрейф нуля. К случайным погрешностям следует отнести нестабильность:  $\Phi_y$  — от модуляции умножителя частоты,  $\Phi_r$  — от триггеров,  $\Phi_U$  — от сети 220 В. Систематические погрешности следует исключать начальной регулировкой, поддерживая необходимые уровни и т. д.

Складывая случайные и неучтенные систематические погрешности возможно при условии, что систематические погрешности «будут приведены к случайным», т. е. что совместная композиция систематических погрешностей обеспечивает им квазинормальное распределение [4].

Считая, что каждая систематическая погрешность имеет равновероятное распределение (что почти всегда фактически так и бывает), легко найти математическое ожидание данной частной погрешности, разделив квадрат погрешности на три. Далее такую квазислучайную погрешность можно просуммировать геометрически со случайными составляющими. Таким образом, имеем

$$\Delta\varphi_{\text{прибор}} = R \sqrt{\sum_{n=1}^k \varphi_{\text{случ}}^2 + \sum_{m=1}^l \frac{\varphi_{\text{сист}}^2}{3}}, \quad (14)$$

где  $R$  — доверительный коэффициент, определяющий доверительный интервал, в котором с определенной вероятностью погрешность не выходит за определенные пределы;  $1 < n < k$  — число случайных составляющих погрешностей;  $1 < m < l$  — число систематических составляющих.

В частности,  $R = 2,07$  при вероятности 0,95 (энтропийный коэффициент) и  $R = 3$  при вероятности 0,997. Выбираем  $R = 3$ , как обеспечивающий максимальную надежность. Тогда расчет по формуле (14) дает при условии нестабильности частоты  $\delta f/f = 10^{-4}$ :

$$\Delta\varphi_{\text{прибор}} = 3 \sqrt{S} = 3 \sqrt{2,1 \cdot 10^{-2}} = 3 \cdot 0,145 = 0,435^\circ,$$

где

$$S = \Phi_r^2 + \Phi_n^2 + \Phi_U^2 + 1/3 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2 + \Delta\varphi_3^2 + \Delta\varphi_4^2 + \Delta\varphi_5^2 + \Delta\varphi_6^2 + \Delta\varphi_7^2 + \Delta\varphi_8^2 + \Delta\varphi_9^2).$$

При других данных нестабильности частоты погрешность предложенного метода будет выше. Однако чувствительность метода по фазе высока — лучше  $0,02^\circ$ .

#### Результаты экспериментального исследования

Все узлы устройства как в отдельности, так и в целом исследованы при проверке работы системы. При этом в качестве устройства СВЧ был использован калибратор фазы типа КФ-1, коэффициент нелинейных искажений в каналах которого равнялся 0,5%.

В устройстве использован чувствительный фазоиндикатор типа ФИНС-1. Экспериментальная чувствительность метода определена с помощью RC-цепочек из переключаемых резисторов и магазина емкости на частоте 500 Гц при питании от одного канала. На рис. 7 представлена диаграмма записи чувствительности фазоиндикатора (самописец типа НЗ73-1). Из нее видно, что чувствительность метода при одноканальной системе равна  $0,003^\circ$ .

При исследовании чувствительности и от двухканальной установки инфранизких частот типа ПУПФ-1 устойчиво были получены значения ее на одно деление:  $3,6^\circ : 72 \text{ дел.} = 0,05^\circ$  и  $0,36^\circ : 72 \text{ дел.} = 0,005 \pm 0,002^\circ$ . Отсюда можно сделать вывод, что фазоиндикатор типа ФИНС-1 обеспечивает надежно чувствительность  $0,007 - 0,008^\circ$ . Прогрев индикатора ФИНС-1 (рис. 7, а) продолжается около получаса (26 мин) и за это время уход фазы может достигнуть за первые 1,5 мин  $3-4^\circ$ , а потом  $0,1^\circ (\pm 0,04^\circ)$ . Однако после прогрева и калибровки нуля уход его (рис. 7, б) лежит в сотых долях градуса ( $0,015^\circ$ ).

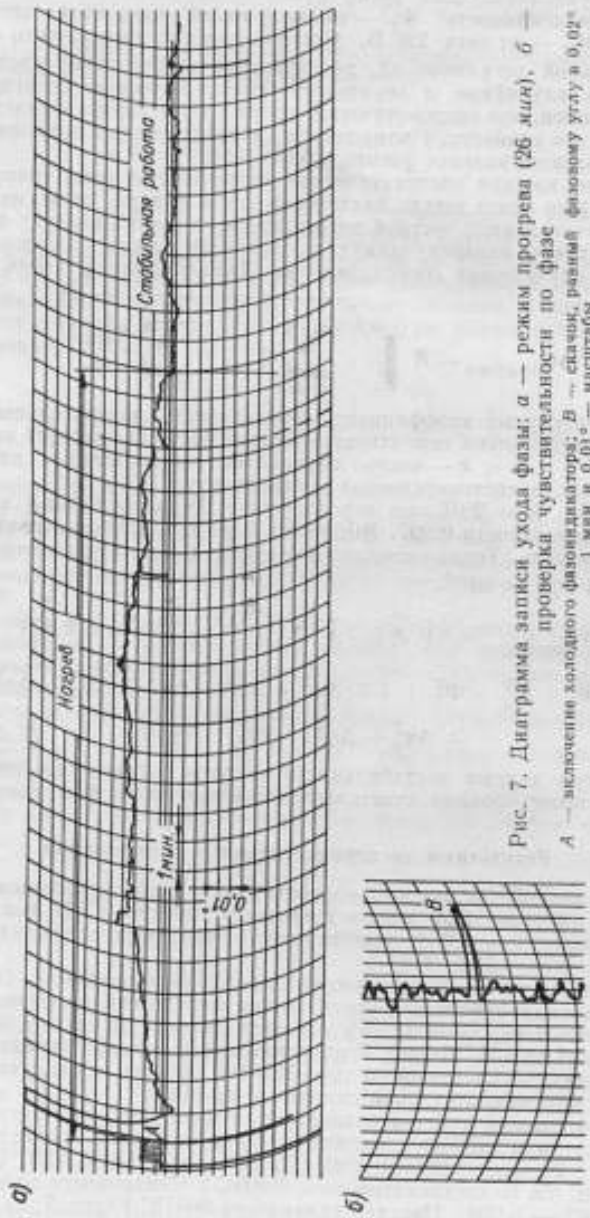


Рис. 7. Диаграмма записи ухода фазы: а — режим прогрева (26 мин), б — проверка чувствительности по фазе  
А — включение холодного фазовых датчика; В — скачок, равный фазовому углу в 0,02°  
1 мм и 0,01° — масштабы



Для снятия нестабильностей фазы использован также самописец типа НЗ73-1. Нестабильность ФИНС-1 снимали отдельно при нестабильности напряжения накала ламп и анодных цепей.

Исследования показали, что при изменении анодного напряжения на  $+10\%$  уход фазы составляет  $+0,03^\circ$ , а при изменении напряжения накала на  $+10\%$  фазы он равен  $0,0044^\circ$ . Результирующее изменение нуля по фазоиндикатору типа ФИНС-1 при колебании анодного напряжения на  $10\%$  составляет  $0,026^\circ$ .

Таким образом, очевидно, что надо стабилизировать только анодное напряжение в пределах  $0,1 - 0,05\%$ .

Результаты записи амплитудно-фазовых погрешностей, снятых при помощи аттенуатора типа АК-1 ( $75,0 \text{ Ом}$ ), сравнивали с результатами, полученными при

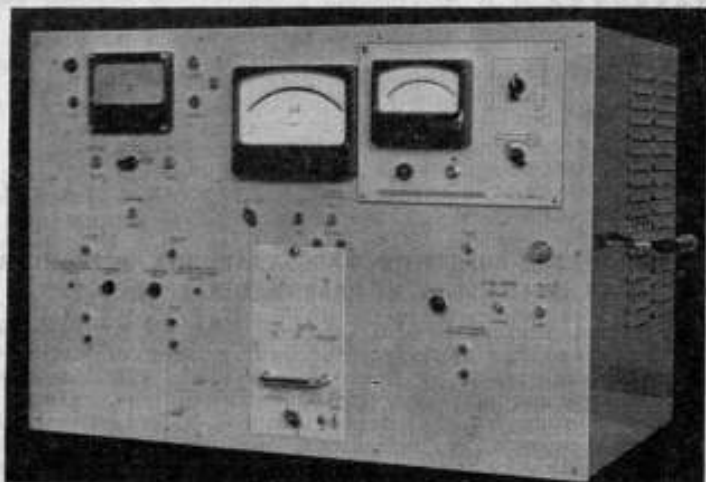


Рис. 8. Внешний вид измерителя отклонения фазы типа ИОФ-1

использовании обычного потенциометра в  $50 \text{ Ом}$ , который позволял регулировать амплитуду плавно. Разницы между этими результатами практически не было, так как она лежала в области тысячных долей градуса. Этот вывод позволил использовать для исследований усилитель от калибратора типа СФ-1, который имеет полное выходное сопротивление  $50 \text{ Ом}$ .

Проведенные исследования позволили создать макет образца измерителя отклонения фазы типа ИОФ-1, который был изготовлен на ленинградском заводе «Эталон» (рис. 8).

В приборе использованы унифицированные узлы и блоки питания, измерительный прибор типа М265 класса 1,0, усилитель типа Ф116 и двухполупериодный фазометр типа Ф2-1. Как показали эксперименты, прибор позволяет измерить отклонения фазы от  $90^\circ$  с чувствительностью  $0,01 - 0,04^\circ$  в пределах  $90 \pm 6^\circ$  при изменении амплитуды по каналам от  $70 \text{ мВ}$  до  $4 \text{ В}$ . Коэффициент нелинейных искажений сигналов  $0,5\%$ .

#### Заключение

Данный метод может быть реализован не только на низких (порядка  $500 - 1000 \text{ Гц}$ ), но и на повышенных частотах ( $100, 200 \text{ кГц}$ , вплоть до  $1 \text{ МГц}$ ). Однако точность метода на повышенных частотах будет ниже. Это объясняется тем, что

при высоких частотах начинают срабатывать триггеры. Другим ограничивающим фактором являются погрешности круговых фазовращателей.

Применение данного метода для инфразвуковых частот проблематично в связи с трудностью умножения частот.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Поляков Н. П. Влияние формы кривой напряжения на показания фазометров, ПТЭ, 1959, № 2.
2. Mastullen A. Sources of error in phase measurements. «Instrum and Control Systems», 1965, v. 38, 1.
3. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
4. Новичкий П. В. Электронные измерительные приборы. «Энергия», 1966.

Поступила в редакцию  
15/III 1970 г.

УДК 621.3.018.1

*Е. В. ВИНОГРАДОВ, С. А. КРАВЧЕНКО*

ВНИИМ

#### НОВЫЙ МЕТОД СОЗДАНИЯ ФАЗОЗАДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ИНФРАЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Параметры перемещающихся тел (самолетов, ракет и т. д.) наиболее точно измеряют фазометрическими приборами инфранизких и низких частот. В связи с этим наряду с фазометрами на диапазоны звуковых и радиочастот стали выпускать фазометры для инфразвукового диапазона частот (и. з. ч.)

Это привело к созданию целых комплексов и. з. ч. аппаратуры, не считая таких отдельных приборов, как генераторы, вольтметры, ваттметры, частотомеры и т. д. В связи с этим появилась необходимость в образцовой аппаратуре для проверки приборов в диапазоне инфразвуковых частот.

В статье рассматривается новый метод создания образцовой фазометрической аппаратуры,\* разработанной во ВНИИМ и применяемой для проверки и. з. ч. фазометров, выпускаемых в СССР (ИФ-3М), и находящихся в эксплуатации фазометров иностранных фирм, например, D729-ВМ (Англия).

#### Обоснование требований к методу

Принципиально возможно создать фазосдвигающее устройство, в котором все элементы будут работать на и. з. ч. Как известно, задача создания генераторов инфразвуковых частот представляет определенные трудности в связи с тем, что при решении ее обычными способами приходится иметь дело с параметрами электрических цепей больших значений [1]. Так, при создании генератора на частоту 1 Гц контур должен иметь емкость порядка 1000 мкФ, а индуктивность 25 Гн. Следовательно, применение электролитических конденсаторов и катушек с сердечником из трансформаторной стали, с точки зрения стабильности параметров контура и применения их в точной фазоизмерительной аппаратуре, неприемлемо.

Необходимость изменения фазового сдвига между двумя выходными напряжениями в диапазоне от 0 до 360° требует создания круговых фазовращателей, работающих в диапазоне и. з. ч., что является очень трудноразрешимой задачей, так как промышленность серийно выпускает лишь фазовращатели индуктивные, типов БИФ и ИФ, работающие в диапазоне частот 1,5 кГц — 1,5 МГц.

\* Кравченко С. А. Образцовое фазозадающее устройство инфранизких частот. Авторское свидетельство № 216141. «Бюлл. изобр.», 1969, № 9.

Очевидно, для аппаратуры и. з. ч. имеет смысл использовать только серийно выпускаемые элементы, технику повышенных частот, проводить калибровочные операции на звуковых частотах и т. д. Исходя из такой позиции, можно сформулировать основные требования к параметрам прибора, которые должны предусматривать:

- 1) быструю установку частоты без переходных процессов в плавном диапазоне частот 0,001 — 1000 Гц при высокой стабильности порядка  $10^{-6}$  —  $3 \cdot 10^{-6}$ ;
- 2) возможность использования серийных круговых высокочастотных фазовращателей с погрешностью не хуже  $2-3^\circ$  с погрешностью приращений фазового сдвига на выходе порядка  $0,1^\circ$ ;
- 3) получение на выходе напряжения сигнала 10—20 В при возможности его уменьшения до 100 дБ (для проверки амплитудной аппаратуры: вольтметров, милливольтметров и. з. ч. и т. д.);
- 4) коэффициент нелинейных искажений сигнала не более 1% во всем диапазоне и. з. ч. в обоих каналах;
- 5) «отсутствие» постоянной составляющей в выходных сигналах в пределах не более  $\pm 0,5\%$ ;
- 6) подавление мешающих сигналов в канале и из канала в канал в пределах 60 дБ;
- 7) выходные сопротивления, не превышающие 600 Ом;
- 8) возможность установки угла фазовых сдвигов на верхней частоте и. з. ч. диапазона с последующим переносом угла в нижнюю частоту диапазона, где эти процессы уже нельзя проконтролировать по аппаратуре низких частот ввиду длительности процесса. При этом не должна вноситься погрешность больше основной.

#### Блок-схема метода

Предлагаемый метод создания образцовой аппаратуры основан на использовании двойного преобразования частоты, что даст возможность получения высокой стабильности частоты и. з. ч. сигнала (до  $10^{-6}$ ) и применения высокочастотного бесконтактного фазовращателя любого типа при высокой точности задания фазы на и. з. ч. до  $0,08 - 0,1^\circ$ .

Рассмотрим блок-схему установки, в которой использован метод двойного преобразования частоты (рис. 1), обеспечивающий перестройку частоты выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  в диапазоне 0,001 — 999,999 Гц.

Напряжение от кварцевого генератора  $KГ$  частотой 1 МГц поступает на вход синтезатора частот прямого синтеза  $СЧПС$ , с выходов которого сигналы с частотами 340 и 200 кГц поступают на умножители частоты  $УЧ_1$  и  $УЧ_2$  соответственно, где происходит умножение частоты на два ( $K_y = 2$ ). Получаемые с выхода напряжения частот 680 и 400 кГц поступают на входы смесителя  $СМ_1$ , на выходе которого выделяется напряжение частотой 1080 кГц. Далее напряжение с выхода  $СМ_1$  поступает на градуированный фазовращатель  $ГФ$  в одном канале и на неградуированный фазовращатель  $НФ$  — в другом. Фазовращатели  $ГФ$  и  $НФ$  обеспечивают возможность многократного изменения сдвига фаз в пределах от 0 до  $360^\circ$  в каждом канале.

С фазовращателей  $ГФ$  и  $НФ$  напряжения частотой 1080 кГц подаются на пересчетные цепи  $ПЦ_1$  и  $ПЦ_2$ , коэффициенты деления которых равны 36, т. е. кратны  $360^\circ$ , что позволяет сделать шкалу градуированного фазовращателя  $ГФ$  десятичной. Напряжения с выходов пересчетных цепей  $ПП_1$  и  $ПП_2$  строго прямоугольной формы (меандр) усиливаются усилителями мощности  $УМ_1$  и  $УМ_2$ .

Далее эти сигналы следует усилить до нужного уровня, при этом самым главным является обеспечение малого коэффициента нелинейных искажений (к. н. и. —  $0,5\%$ ) у сигнала 30 кГц, так как это значение к. н. и. целиком переходит в к. н. и. на и. з. ч. Анализ известных методов усиления мощных сигналов порядка 30 В на транзисторах показал, что наименьший к. н. и. (порядка  $1,5 - 2\%$ ) обеспечивает схема с общим коллектором, а схемы с общим эмиттером и с общей базой обладают еще более худшими качествами и дают к. н. и. порядка  $5-10\%$ . В связи с тем, что такие значения к. н. и. принципиально не годны для образцовой установки, было решено применить другой метод получения малого к. н. и. При этом методе импульсные сигналы (меандр) усили-

ваются импульсным усилителем до необходимой амплитуды и далее специальным фильтром из импульсов формируется синусоидальный сигнал с необходимой мощностью и значением к. п. и. до 0,3 — 0,5%.

Для выделения первых гармоник сигнала 30 кГц, получающегося в результате деления частоты, на выходе  $УМ_1$  и  $УМ_2$  включены фильтры первой гармоники  $ПФ_1$  и  $ПФ_2$ . Напряжение синусоидальной формы частотой 30 кГц с

с фильтров  $ПФ_1$  и  $ПФ_2$  подается на низкочастотные смесители  $СМ_2$  и  $СМ_3$ , на другие входы которых поступают сигналы прямоугольной формы с усилителей мощности  $УМ_3$  и  $УМ_4$  с частотой, изменяющейся дискретно в пределах от 30,000000 до 30,999999 кГц. В результате смещения близких по частоте сигналов на выходе смесителей  $СМ_2$  и  $СМ_3$  появляются две составляющие, равные сумме и разности этих частот.

Полезная составляющая, частота которой может изменяться в пределах 0,001 — 999,999 Гц, выделяется фильтрами нижних частот  $ФНЧ_1$  и  $ФНЧ_2$ . Изменяющаяся частота получается в результате деления частоты (300 — 309,99999 кГц) с выхода синтезатора  $СЧПС$  в делителе  $ДЧ$ , коэффициент деления которого равен 10.

Уровень выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  изменяется в пределах от 0 до 100 дБ делителями напряжения  $ДН_1$  и  $ДН_2$ .

Сдвиг фаз между выходными напряжениями  $U_1$  и  $U_2$  в пределах от 0 до  $360^\circ$  осуществляется круговым градуированным фазовращателем  $ГФ$ , имеющим две шкалы: одну — точную со 100 делениями (цена деления 0,1°), а другую — грубую, с 36 делениями через  $10^\circ$ . Каждому обороту ротора фазовращателя соответствует приращение фазы на

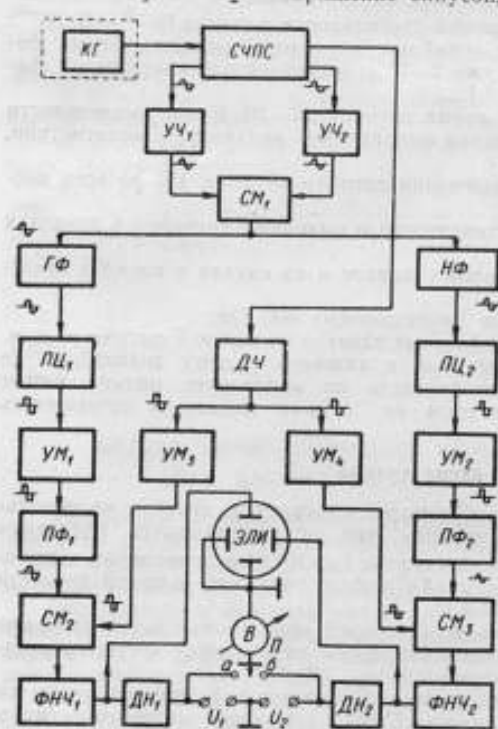


Рис. 1. Блок-схема установки

КГ — кварцевый генератор, СЧПС — синтезатор частот прямого синтеза, УЧ<sub>1</sub> и УЧ<sub>2</sub> — умножители частоты, СМ<sub>1-3</sub> — смесители, ГФ и НФ — градуированный и неградуированный фазовращатели, ПЦ<sub>1-2</sub> — пересчетные цепи, ДЧ — делитель частоты, УМ<sub>1-4</sub> — усилители мощности, ПФ<sub>1-2</sub> — фильтры первой гармоники, ФНЧ<sub>1-2</sub> — фильтры нижних частот, ДН<sub>1-2</sub> — делители напряжения, ЭЛН — электроннолучевой индикатор

пряжения  $U_1$  относительно  $U_2$  на  $10^\circ$ . Для изменения уровней служат делители напряжений с диапазоном ослабления до 100 дБ.

Для контроля работы установки предусмотрен электроннолучевой индикатор ЭЛН, на экране которого образуется фигура Лиссажу. Трубка от осциллографа С1-19 позволяет просматривать частоты вплоть до 0,07 — 0,08 Гц.

Проверка фазометра заключается в следующем. К выходным зажимам  $U_1$  и  $U_2$  прогретой в течение 1 ч установки подсоединяют проверяемый фазометр и берут необходимое значение частоты. Далее по вольтметру В выставляют одинаковые уровни выходных напряжений (переключатель П, положения а и б). Затем все шкалы градуировочного фазовращателя ГФ (грубую и точную) устанавливают на нуль и с помощью фазовращателя НФ достигают на проверяе-

мом фазометре нулевого показания. Далее, задают приращение фазовращателя  $\Gamma\Phi$  на углы, равные значениям по шкале фазометра, и поверяют последний. Электроннолучевой индикатор ЭЛИ помогает ускорять дело, так как фигура Лиссажу ориентировочно показывает фазовый сдвиг до  $2-3^\circ$ .

Ниже будет показана возможность задания фазовых соотношений на частотах  $6-10$  Гц и ее переноса без погрешностей в диапазон и. з. ч.

### Анализ работы оригинальных узлов установки и методика расчета

Рассмотрим только оригинальные узлы установки: узлы выходного смесителя и делителя частоты и блок фазовращателя.

Учитывая требования, приведенные выше в пп. 3-8, было решено обеспечить полную мощность в выходном смесителе (рис. 2, а), в котором использованы усилители мощности импульсного сигнала УМИС<sub>1-2</sub>, его транс-

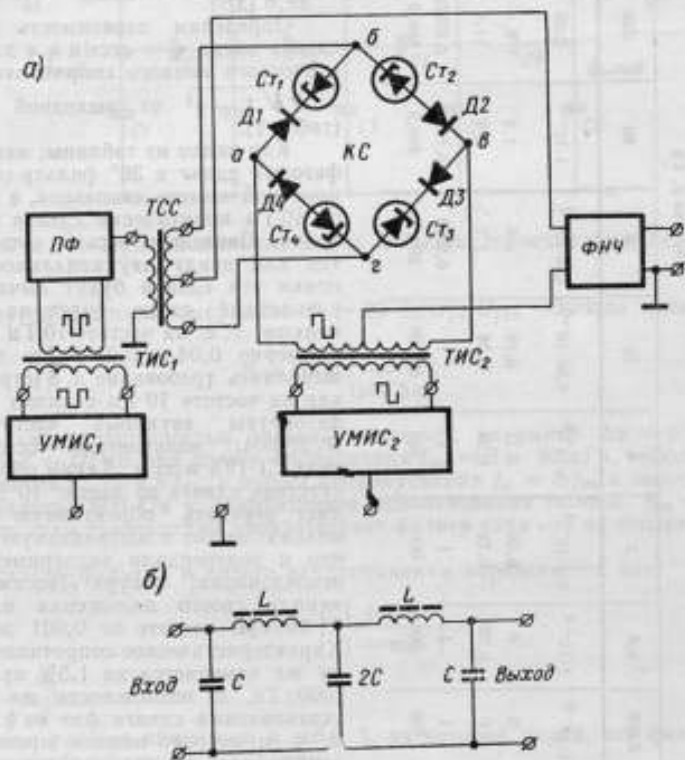


Рис. 2. Выходной смеситель: а — принцип работы кольцевого смесителя, б — схема выходного фильтра

КС — кольцевой смеситель,  $Ст_{1-4}$  — стабилизаторы,  $Д_{1-4}$  — диоды,  $\Gamma\Phi$  — фильтр первой гармоники,  $\Phi\text{НЧ}$  — фильтр нижних частот,  $TCC$  — трансформатор синусоидального сигнала,  $TИС_{1-2}$  — трансформаторы импульсного сигнала, УМИС<sub>1-2</sub> — усилители мощности импульсного сигнала

форматоры  $TИС_{1-2}$ , трансформатор синусоидального сигнала  $TCC$ , фильтр первой гармоники  $\Gamma\Phi$ , кольцевой смеситель  $КС$ , состоящий из диодов  $Д_{1-4}$  и стабилизаторов  $Ст_{1-4}$  [2], и фильтр нижних частот  $\Phi\text{НЧ}$ . Последний должен иметь полосу пропускания  $0-1000$  Гц, затухание  $V_{\Phi}$  более 70 дБ на

Таблица 1  
Расчет фазового сдвига и характеристического сопротивления фильтров нижних частот в зависимости от частоты

Параметры	Частота $f$ , Гц										
	0,005	0,5	3	6	10	30	60	300	600	900	1000
Отношение частот $\eta = f/f_{ср}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1,66 \cdot 10^{-3}$	$0,5 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-2}$	0,05	0,1	0,15	0,166
Фазовый сдвиг $\varphi$ , звена	0	0	0,05	0,11	0,19	0,6	1,2	5,8	11,4	17,2	19
Филтры	0	0,024	0,12	0,24	0,38	1,2	2,4	11,6	22,8	34,4	38
Значение $\sqrt{1-\eta^2}$	1	1	1	1	1	0,9999	0,9996	0,99875	0,99859	0,99869	0,99863
Полное сопротивление $Z$ , Ом	600	600	600	600	599,99	599,9	599,9	599,9	599,9	592	591

частоте  $f = 30$  кГц, частоту среза  $f_{ср} = 6,0$  кГц при сопротивлении нагрузки  $R = 600$  Ом. Количество ячеек  $x$  фильтра типа К при условии, что отношение  $\eta$  частот несущей  $f$  к частоте среза  $f_{ср}$  больше единицы, определяется выражением

$$x = \frac{B_{\Phi}}{b'} = \frac{B_{\Phi}}{2 \ln(\eta + \sqrt{\eta^2 - 1})}, \quad (1)$$

где  $b'$  — затухание одной ячейки фильтра, дБ/звена.

При указанных выше данных  $x = \frac{70 \text{ (дБ)}}{39,8 \text{ (дБ)}} = 2$  звена.

Определим зависимость фазового сдвига звена  $\varphi = \arcsin \eta$  и характеристического полного сопротивления  $Z = R \sqrt{1 - \eta^2}$  от выходной частоты, (табл. 1).

Как видно из таблицы, наибольший фазовый сдвиг в 38° фильтр создает на конечной частоте диапазона, а до частот 6—10 Гц практически сдвига не происходит. Последнее весьма существенно, так как ввиду двухканальности установки эти сдвиги будут вычитаться и разностный сдвиг будет на порядок меньше, т. е. на частоте 10 Гц он будет примерно 0,04—0,05°. Это позволяет выполнить требование п. 8 (стр. 73), так как на частоте 10 Гц отлично работают фазометры звуковых частот Ф2-1, Д729-ВМ, вольтметры, осциллограф типа С1-19А и т. д. Таким образом, отсутствие сдвига до частот 10 Гц позволяет передать объективную точность низких частот в инфранизкую область, что и подтвердили экспериментальные исследования: фигура Лиссажу не изменила своего положения на экране С1-19 при частоте от 0,001 до 12 Гц. Характеристическое сопротивление к тому же изменяется на 1,5% при частоте 1000 Гц. В возможности же строгого установления сдвига фаз на и, з. ч. по в. ч. и состоит важное преимущество данного метода, так как резко ускоряются все операции по настройке нуля, установке фазы и, з. ч. и т. д. На рис. 2,б показана схема фильтра. Выполнен он на двойных ферритовых кольцах К-32 × 16 × 8. Его индуктивность и емкость, определенные по формулам

$$L = \frac{R}{2\pi f_{ср}} \quad \text{и} \quad C = \frac{1}{2\pi f_{ср} R}, \quad (2)$$

равны соответственно 16 мГн и 0,088 мкФ.

Импульсные усилители УМИС<sub>1-2</sub> и кольцевой смеситель КС подробно описаны в работе [3].

Рассмотрим фильтр первой гармоники ПФ (рис. 3). Необходимое затухание определяется из значения погрешности по фазе  $\Delta\varphi$ , вызванной искажениями формы сигнала от изменения частот, которые могут быть в полосе пропускания фильтра ПФ

$$\Delta\varphi = \arcsin K_f = \arcsin \frac{U_{fn}}{U_{f30}}, \quad (3)$$

где  $K_f$  — коэффициент формы сигнала 30 кГц;  $U_{fn}$  — значение сигнала в полосе непропускания;  $U_{f30}$  — значение сигнала 30 кГц.

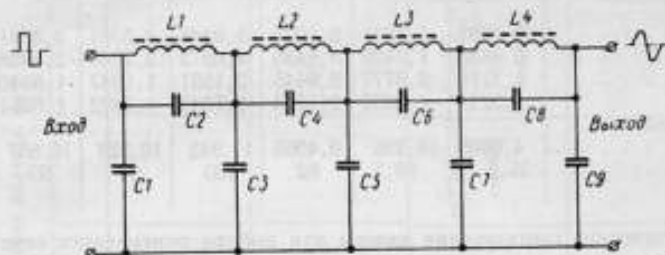


Рис. 3. Принципиальная схема фильтра первой гармоники

С другой стороны, затухание  $B = 20 \lg U_{fn}/U_{f30}$ . Отсюда окончательно имеем

$$B = 20 \lg \left( \frac{1}{\sin \Delta\varphi} \right). \quad (4)$$

Задаваясь погрешностью, равной основной, например  $\Delta\varphi = 0,001$  рад, получаем  $B = 60$  дБ при полосе пропускания  $f_{30} = 0 \div 30$  кГц, откуда частота среза фильтра  $f_{ср} = 1,5 f_{30}$ , а полоса непропускания  $f_n = 3 f_{30}$  и выше. При нагрузке фильтра 600 Ом и коэффициенте использования полосы  $K_n = 0,8$  находим, что этим требованиям удовлетворяет фильтр типа «m» из четырех звеньев (рис. 3).

Затухание фильтра в полосе непропускания определяется как

$$B = \ln \left| \frac{1 + mq}{1 - mq} \right|,$$

$$\text{где } q = \frac{\eta}{\sqrt{\eta^2 - 1}}.$$

Данные расчета приведены в табл. 2, из которой видно, что фильтр удовлетворяет требованиям по затуханию.

Собственное затухание  $b_{30}$  на частоте 30 кГц, учитывая добротность катушки  $Q = 50$  и  $\eta = f/f_{ср} = 30/56 = 0,536$ , определится как

$$b_{30} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{\operatorname{tg} \varphi/2}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi/2} \cdot \frac{1}{\eta(1 - \eta^2)} = 0,72 \text{ дБ}, \quad (5)$$

где  $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{m\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}}$  — фазовый сдвиг ячейки фильтра.

Расчет элементов фильтра для частоты 30 кГц произведен также по формуле (2), причем  $L = 1,7$  мГн,  $C = 0,047$  мкФ. Методика расчета полосового фильтра сведена в табл. 3.

Расчет затухания полосового фильтра

Параметры	Частота $f$ , кГц						
	60	70	90	120	150	180	210
Отношение частот $\eta$	1,07	1,25	1,61	2,14	2,68	3,22	3,75
Значение $q$ . . . . .	2,82	1,67	1,28	1,15	1,08	1,05	1,035
Затухание, непериодическое:							
$B_1$ . . . . .							
$B_2$ . . . . .	0,7608	1,4231	2,1972	3,0445	3,5381	4,3561	4,6052
$B_3$ . . . . .	0,8838	1,7405	3,1485	4,0272	3,2068	2,8908	2,2850
$B_4$ . . . . .	1,1119	2,5777	2,9445	2,1691	1,9947	1,8840	1,8437
$\Sigma B$ , непериодическое . . . . .	1,3244	4,6052	2,1163	1,7047	1,5892	1,5261	1,4974
$\Sigma B$ , дБ . . . . .	4,0809	10,286	9,4065	11,945	10,328	10,657	10,751
$\Sigma B$ , дБ . . . . .	35,5	89,7	82	103	90	93	93

Энергетические соотношения важны для выбора поперечного сечения ферритовых сердечников, так как от него зависит мощность и качество сигнала. Мощность, подводимая к фильтру ФНЧ:

$$P_{\text{ФНЧ}} = \frac{1,2U_{\text{вых}}^2}{R_{\text{н}} \cdot K_{\text{Р, ФНЧ}}} = \frac{1,2U_{\text{вых}}^2}{R_{\text{н}}} \cdot 10^{0,1b}, \quad (6)$$

при  $b = 0,9$  дБ,  $R_{\text{н}} = 600$  Ом и  $U_{\text{вых}} = 20$  В составит  $P_{\text{ФНЧ}} = 1$  Вт.

Мощность синусоидального сигнала  $P_{\text{с.с}}$  с выхода трансформатора ТСС (к. п. д. которого  $\eta_{\text{ТСС}} = 0,9$ ), подаваемая на кольцевой смеситель КС, равна

$$P_{\text{с.с}} = \frac{P_{\text{ФНЧ}}}{\eta_{\text{ТСС}} \cdot K_{\text{ПКС}}^2}, \quad (7)$$

где  $K_{\text{ПКС}}^2 = (4/\pi)^2 = 0,407$  — квадрат теоретического коэффициента передачи по напряжению кольцевого смесителя. При условии переключения плеч моста прямоугольными импульсами практический коэффициент равен теоретическому.

Мощность на входе фильтра ПФ, определенная по формуле (6) с учетом выражения (5), равна  $P_{\text{ПФ}} = 3,25$  Вт.

Амплитуда напряжения 30 кГц на входе ПФ

$$U_{\text{мпф}} = \sqrt{2P_{\text{ПФ}} R} = 63 \text{ В}. \quad (8)$$

Так как усилитель УМНС<sub>1</sub> работает в импульсном режиме, то квазиамплитуда импульсного напряжения с выхода трансформатора ТНС<sub>1</sub> будет равна

$$U_{\text{ф.им}} = \frac{\pi}{4} U_{\text{мпф}} = 49,5 \text{ В}. \quad (9)$$

Тогда мощность оконечного каскада УМНС<sub>1</sub>

$$P_1 = \frac{U_{\text{т.им}}^2}{R \cdot \eta_{\text{ТНС}_1}} = 4,6 \text{ Вт}.$$

$\eta_{\text{ТНС}_1} = 0,9$  — к. п. д. трансформатора.



Методика расчета полосового фильтра типа  $m$ 

Коэффициент	Индуктивности фильтра, мГ				Емкости фильтра, мкФ															
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$C_7$	$C_8$	$C_9$	$C_{10}$	$C_{11}$	$C_{12}$	$C_{13}$	$C_{14}$	$C_{15}$	
$m_1 = 0,98$	$2m_1L = 3,32$	—	—	—	$m_1C = 0,046$	$\frac{1-m_1^2}{2m_1} \cdot C = 0,56$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$m_2 = 0,854$	—	$2m_2L = 2,9$	—	—	—	$C_1 + m_2C = 0,086$	$\frac{1-m_2^2}{2m_2} \cdot C = 7,5 \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$m_3 = 0,703$	—	—	$2m_3L = 2,39$	—	—	—	—	$m_3C + C_3 = 0,073$	$\frac{1-m_3^2}{2m_3} \cdot C = 0,038$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$m_4 = 0,512$	—	—	—	$2m_4L = 2,08$	—	—	—	—	—	$m_4C + C_5 = 0,062$	$\frac{1-m_4^2}{2m_4} \cdot C = 0,24$	—	—	—	—	—	—	—	—	$C_7 = 0,102$

Примечание.  $C'_3 = m_3C$ ;  $C'_5 = m_5C$ ;  $C'_7 = m_7C$ .

Аналогично рассчитывают усилитель УМНС<sub>2</sub>.

В качестве делителей частоты использованы пересчетные цепи на туннельных диодах. Применение последних обусловлено тем, что туннельные диоды — весьма стабильные элементы, так как не зависят от температуры, и поэтому фазовая нестабильность таких делителей будет существенно меньше. На рис. 4 представлена принципиальная схема делителя с коэффициентом пересчета 36, т. е. частота 1080 кГц, на которой работает фазовращатель, снижается до 30 кГц.

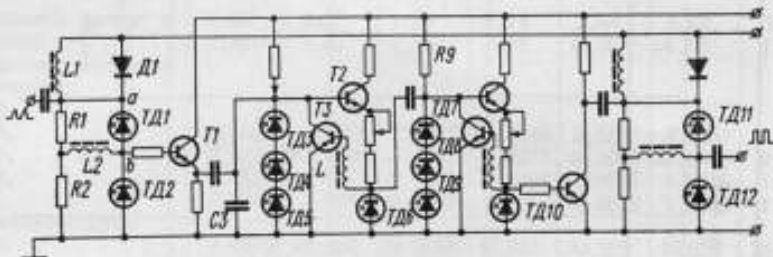


Рис. 4. Схема делителя частоты на туннельных диодах

Согласно экспериментальным данным, пересчетная цепь делит без сбоев частоту порядка 3,5 МГц в диапазоне температур 10—50° С при входном сигнале синусоидального типа порядка 0,5—0,6 В.

Для создания фазового сдвига в пределах 0—360° в установке применены ферритовые бесконтактные фазовращатели типа ПСГ-2, работающие на частоте 1080 кГц. Принципиальная схема блока фазовращателя показана на рис. 5.

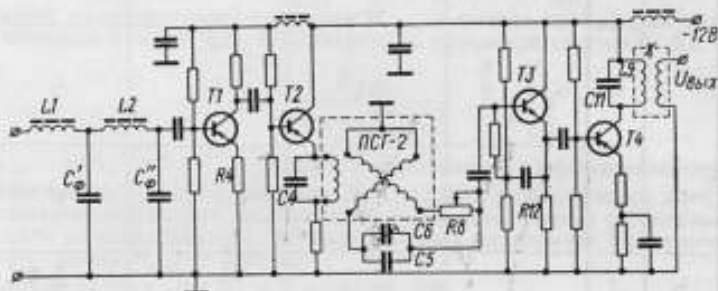


Рис. 5. Принципиальная схема блока фазовращателя типа ПСГ-2

Схема выполнена на трех диффузионных транзисторах типа П416Б ( $T_1, T_{3-4}$ ) и одном конверсионном высокочастотном  $T_2$  типа П609. Последний работает на входную цепь фазовращателя. Для уменьшения фазовой погрешности от влияния высших гармоник в сигнале частотой 1080 кГц в схеме предусмотрен фильтр нижних частот  $L_1 C'_\phi, L_2 C''_\phi$ . Входная цепь фазовращателя настроена в резонанс  $C_4$ , каскад на транзисторе  $T_1$  — усилитель напряжения с обратной связью по току на резисторе  $R_4$ , каскад на транзисторе  $T_2$  — эмиттерный повторитель с высоким входным сопротивлением, которое обеспечивается подачей синфазного выходного напряжения, равного примерно 0,9 от поданного на

\* Данная схема фазовращателя разработана инженером П. И. Белокоп в 1968 г.

вход. Математически погрешность  $\Delta\varphi_{с.ф.}$  от входного сопротивления схемы, на которую работает фазовращатель, можно выразить следующим образом:

$$\Delta\varphi_{с.ф.} = \operatorname{arctg} \frac{R_{\Phi}}{R_{вх}}, \quad (10)$$

где  $R_{\Phi}$  — выходное сопротивление фазовращателя в точке X (рис. 5);  $R_{вх}$  — входное сопротивление схемы каскада  $T_2$ .

В обычной схеме эмиттерного повторителя

$$R_{вх} = R_3 \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (11)$$

где  $\alpha$  — коэффициент усиления по току,  $R_3 = R_{12}$  — сопротивление в цепи эмиттера.

В данной схеме имеем:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - U_{нмх}}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}(1-\alpha)}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}}{R_{вх}/(1-\alpha)},$$

т. е. сопротивление увеличивается в 10 раз, если  $\alpha = 0.9$ . Погрешность для рассматриваемого случая

$$\Delta\varphi_{с.ф.} = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{R_{\Phi}^2 - (1/\omega C)^2}}{R_3 \alpha} (1-\alpha)^2, \quad (12)$$

где  $R_{\Phi}$ ,  $C$  — фазорасщепительная цепочка (в данном случае  $R_2$ ,  $C_2$  и  $C_0$ ).

При  $R_{\Phi} = 120$  Ом,  $C = 120$  пФ,  $R_3 = 500$  Ом,  $\alpha = 0.98$ , погрешность  $\Delta\varphi_{с.ф.} = 0.05^\circ$ . С обычной схемой погрешность была бы  $2.9^\circ$ .

Выходной каскад схемы фазовращателя — резонансный  $L_3 C_{11}$  с половинным включением. Выходное напряжение  $U_{нмх} = 2.5$  В. Настраивают фазорасщепительную цепочку при быстро вращающемся вале фазовращателя и контроле амплитудной модуляции по осциллографу, равной в установке 0.4%.

### Анализ погрешностей

Погрешности фазового сдвига зависят от нестабильности частоты, подаваемой на два канала, от погрешности фазовращателя, от ухода значения фазорасщепительной цепочки, от неравномерного нагрева каналов.

Погрешность от нестабильности частоты  $\Delta\varphi_f$  сказывается как бы в уходе  $RC$ -цепи в фазовращателе от частоты настройки, т. е. в уходе  $RC$ -цепи от квадратуры на угол  $\psi$ . Аналогично влияет и уход элементов  $R_{\Phi}C$ -цепи во времени или от нагрева

$$\Delta\varphi_f = \operatorname{arctg} \left[ \operatorname{tg} \alpha_n \frac{\cos \psi - \cos^2 \alpha_n + \operatorname{tg} \alpha_n \sin \psi - \sin^2 \alpha_n}{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_n \cos \psi - \operatorname{tg} \alpha_n \sin \psi} \right], \quad (13)$$

где  $\alpha_n$  — угол механического поворота ротора;  $\psi$  — угол отклонения  $RC$ -цепи от квадратуры.

При  $\Delta f = 10^{-6}$ , которая задается кварцем, и  $\psi = 0.009^\circ$  погрешность  $\Delta\varphi_f = 0.015^\circ$ , а при уходе элементов во времени на  $\pm 0.5\%$  погрешность  $\Delta\varphi_f = \pm 0.3^\circ$ .

Неравномерность нагрева двух каналов вызывает погрешность

$$\Delta\varphi_T = \operatorname{arctg} \frac{\Delta T \cdot \varphi_T}{\sqrt{2} U \sqrt{1 - (U_n / \sqrt{2} U)^2}}, \quad (14)$$

где  $\Delta T$  — перепад температуры между каналами,  $^\circ\text{C}$ ;  $\varphi_T$  — температурный потенциал (для германиевых транзисторов, равный 0,025 В);  $U_n$  — напряжение срабатывания делителей частоты на туннельных диодах;  $U$  — напряжение.

приходящее на вход делителя частоты. При  $U = 2,5$  В,  $U_n = 0,2$  В,  $\Delta t = 0,5^\circ$  погрешность  $\Delta\varphi_i = 0,2^\circ$ .

Погрешность фазовращателя  $\Delta\varphi_{фв}$  была снята при помощи фазометра Ф2-7 и равна  $+2,7$  и  $-2,3^\circ$  (см. рис. 6).

Погрешность измерения фазового сдвига между каналами  $\Delta\varphi_{м.к}$  при условии равенства амплитуд может быть уменьшена с помощью фазоиндикатора типа ФИНС-1 на звуковых частотах от 7 до 10 Гц до значения

$$\Delta\varphi_{м.к} = \frac{\Delta\varphi_{\text{ФИНС}}}{m} = \frac{2^\circ}{72} \approx 0,028 \approx 0,03^\circ, \quad (15)$$

где  $\Delta\varphi_{\text{ФИНС}} = 2^\circ$  — погрешность триггерного двухполупериодного фазометра, входящего в фазоиндикатор ФИНС-1;  $m = 72$  — число делений отсчета, на которое можно растянуть  $2^\circ$ .

Абсолютная погрешность прибора не может превышать  $0,03^\circ$ , так как при установке нуля фазы необходимо перекрестно менять (переключать) ее каналы.

Абсолютная погрешность установки на и. з. ч. по отношению к сигналу с частотами 7 — 10 Гц будет увеличена еще на  $0,05^\circ$ , а относительная погрешность (приращения фазового сдвига) будет определяться как

$$\Delta\varphi_{\text{отн}} = \frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_t + \Delta\varphi_{\text{фв}}}{n} = \frac{0,3^\circ + 0,2^\circ + 2,7^\circ}{36} \approx 0,09^\circ, \quad (16)$$

Если же быстро задавать фазовый сдвиг через  $10^\circ$ , т. е. быстро проходить фазовращателем через одну и ту же точку 0, 360, 720° и т. д., то

$$\Delta\varphi_{\text{отн}} = \frac{\Delta\varphi_i}{n} = \frac{0,3^\circ}{36} = 0,008 \approx 0,01^\circ.$$

Таким образом, абсолютная погрешность установки на частотах от 999,999 до 7 Гц будет  $0,03 - 0,04^\circ$ , а на частотах ниже 7 Гц, вплоть до  $0,001$  Гц, она будет  $0,07 - 0,1^\circ$  при погрешности приращений фазы от  $0,09$  до  $0,02^\circ$ .

Погрешность установки на частоте  $0,001$  Гц зависит от температурной стабильности среды. Последняя определена экспериментально при помощи фазоиндикатора типа ФИНС-1 и английского фазометра D729-BM (рис. 7). Из графика видно, что стабильность установки равна в среднем  $\pm 0,05^\circ$  за  $0,5$  ч (1 период  $0,001$  Гц равен 16 мин).

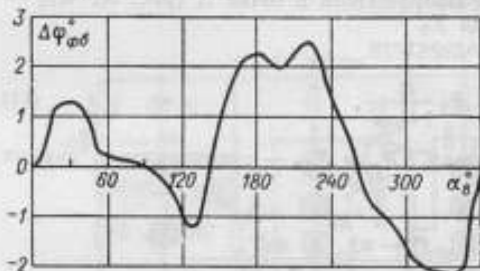


Рис. 6. Кривая погрешности фазовращателя ПСГ-2 на частоте 1080 кГц, снятая экспериментально фазометром Ф2-7

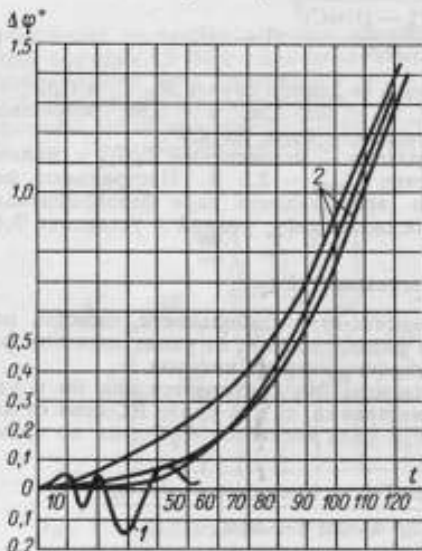


Рис. 7. График нестабильности установки во времени после часового прогрева

Нестабильность определена: 1 — при помощи триггерного двухполупериодного фазоиндикатора (ФИНС-1), 2 — при помощи суммарного фазометра D729-BM (три) образца

### Заключение

В результате исследований разработан новый метод создания измерительных фазозадающих устройств на и. з. ч. с погрешностью менее  $0,1^\circ$  создана двухканальная установка (рис. 8) для проверки различных приборов в инфра-

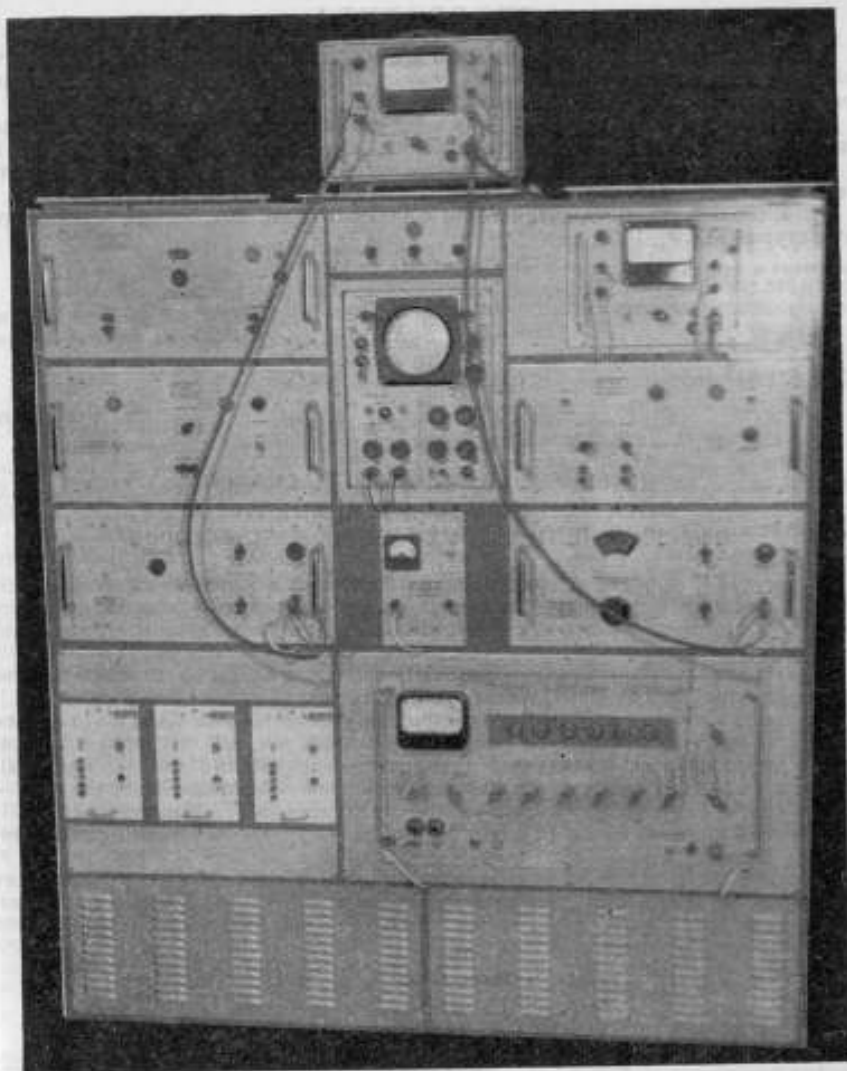


Рис. 8. Двухканальная установка для проверки приборов в инфразвуковом диапазоне частот

звуковом диапазоне частот. С помощью этой установки могут быть проверены фазометры, вольтметры, косинусометры, амперметры, ваттметры для инфразвуковых частот.

На установке возможна поверка также и приборов статистического анализа. С помощью этой установки, внедренной в поверочную практику ВНИИМ, прошли аттестацию: коррелятор и, з. ч., разработанный во ВНИИМ, фазометры типа PZNP 1941 фирмы «Роде и Шварц» (ФРГ) и D729-ВМ фирмы Muirhead (Англия).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Точные фазосдвигающие устройства для диапазона инфранизких частот 0,001—100 Гц. Труды институтов Госкомитета, вып. 82 (142), Изд-во стандартов, 1965.
2. Гальперин Е. И., Турченко В. И. Кольцевой фазовый детектор на большие выходные напряжения. «Приборостроение», 1962, № 11.
3. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
4. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Киев, Гос. изд-во технической литературы УССР, 1955.

Поступила в редакцию  
12/III 1970 г.

УДК 621.317.765

Е. Д. КОЛТИК  
ВНИИМ

### О ВЫБОРЕ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫХ ИНДИКАТОРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ДВУХФАЗНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Аттестация, поверка и градуировка электронных фазометров, фазовращателей, измерителей временной нестабильности и других приборов осуществляется с помощью образцовых измерительных двухфазных генераторов переменного тока.

Электроннолучевые индикаторы (ЭЛИ) являются одним из основных узлов одноканальных фазоизмерительных устройств двухфазных генераторов [1]. Структурная схема их состоит из электроннолучевой трубки (ЭЛТ), усилителя вертикального отклонения (усилителя напряжения высокой частоты) и усилителя горизонтального отклонения (усилителя напряжения низкой частоты). Для индикации приращений фазы низкочастотного напряжения порядка 0,1—0,01° ширина картины, просматриваемой на экране ЭЛТ, например 13ЛЮ37, должна быть порядка 80 мм [2]. Эти величины получены на основе экспериментальных данных.

Рассмотрим теоретические соображения по выбору формы низкочастотного напряжения и окончных каскадов электроннолучевых индикаторов двухфазных генераторов. Напряжение, необходимое для отклонения электронного луча в одну сторону от центра экрана ЭЛТ

$$U_0 = \frac{l_0}{2S_x},$$

где  $l_0$  — ширина изображения в горизонтальном направлении экрана ЭЛТ;  $S_x$  — чувствительность ЭЛТ.

Скорость изменения напряжения низкой частоты  $f_1$  должна обеспечить наблюдение на экране ЭЛТ минимум одной волны напряжения высокой частоты  $f_2$ . Следовательно, время  $t_0$  прохождения луча ЭЛТ по рабочей части экрана будет

$$t_0 = T_2 = \frac{1}{f_2}.$$

Крутизна кривой напряжения частоты  $u_1$ , необходимая для наблюдения одного «периода» напряжения  $u_2$  частоты  $f_2$  в пределах ширины экрана ЭЛТ, будет

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{2U_0}{t_0}$$

Считая напряжение частоты  $f_1$  синусоидальным, составим уравнения

$$u_1 = U_{1m} \sin 2\pi f_1 t,$$

$$\frac{du_1}{dt} = 2\pi f_1 U_{1m} \cos 2\pi f_1 t,$$

где  $U_{1m}$  — амплитуда напряжения низкой частоты.

При  $t = 0$  и  $u_1 = 0$

$$\frac{du_1}{dt} = 2\pi f_1 U_{1m}.$$

Воспользовавшись последним выражением, определим амплитуду напряжения низкой частоты  $U_{1m}$ , необходимую для отклонения электронного луча при заданной крутизне

$$U_{1m} = \frac{du_1}{dt} / (2\pi f_1).$$

Приведенные выражения, например, для напряжений с частотами  $f_1 = 200$  кГц и  $f_2 = 14,4$  МГц показывают, что для снижения погрешности до  $0,1 - 0,05\%$  амплитуда напряжения низкой частоты должна быть порядка  $1500 - 2000$  В.

В связи с трудностями получения такого большого напряжения при частоте  $200$  кГц экспериментально приведенные рассуждения были проверены при частотах  $f_1 = 20$  кГц и  $f_2 = 3,6$  МГц. Двухтактный выход усилителя ( $1500$  В) подсоединяли к горизонтально-отклоняющим пластинам трубки осциллографа. Полученная на экране ЭЛТ многократная фигура Лиссажу, хотя и удовлетворяла требованию точности с точки зрения ее растянутости в горизонтальном направлении экрана, но была размыта и ее нельзя было хорошо сфокусировать.

Эксплуатация двухтактного усилителя с настроенным на частоту  $20$  кГц автотрансформатором показала, что получение большой крутизны развертывающего напряжения за счет увеличения амплитуды этого напряжения до  $1500 - 2000$  В принципиально возможно, но практически сложно ввиду появления значительных наводок на другие узлы ЭЛТ. Лучшие результаты можно получить при использовании в качестве развертывающего напряжения низковольтных трапециевидальных импульсов с равными длительностями нарастания и спада фронтов.

При выяснении возможностей формирования трапециевидальных импульсов с помощью мультивибраторов, триггеров и других релаксационных устройств оказалось, что получить одинаковую скорость нарастания переднего и заднего фронтов импульсов можно лишь при их очень малой длительности (порядка нескольких наносекунд). Другим существенным недостатком релаксационных устройств является невозможность управлять скоростью нарастания фронтов, а следовательно, и чувствительностью ЭЛТ.

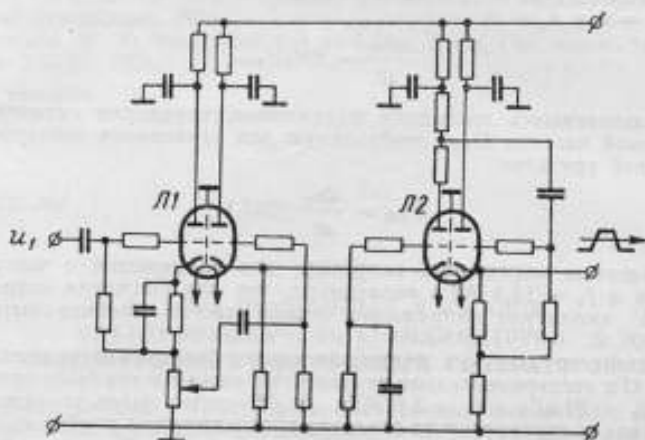
Двусторонние ограничители на полупроводниковых диодах обеспечивают получение требуемых импульсов с переменным порогом ограничения, однако при частотах более  $5 - 10$  кГц они сильно искажают форму выходного сигнала. Эти искажения обусловлены наличием паразитной емкости, включенной параллельно ограничивающему резистору. Прохождение входного сигнала непосредственно на выход ограничителя даже при малой емкости может быть довольно значительно, так как отношение напряжений (вход — выход) составляет примерно  $50 : 1$ .

При относительно высоких частотах (порядка сотен килогерц) в ЭЛТ наблюдается прохождение сигнала с одной пары отклоняющих пластин на дру-

гую через паразитные емкости между пластинами и емкость монтажа. Это приводит к дополнительным фазовым погрешностям. Значение напряжения, наводимого с вертикальных пластин на горизонтальные, можно найти по упрощенной формуле

$$|U_r| = \frac{|U_n| \cdot |U_r|}{V(\omega^2 C)^{-1} + |R_r|^2}$$

где  $R_r$  — сопротивление цепи горизонтально отклоняющего канала ЭЛТ;  $U_n$ ,  $U_r$  — напряжения на горизонтально и вертикально отклоняющих пластинах ЭЛТ соответственно;  $C$  — суммарная паразитная емкость.



Принципиальная схема ограничителя

На рисунке показана схема ограничителя на электронных лампах с катодной связью. Ограничение низкочастотного напряжения происходит в момент загорания лампы сеточным напряжением, в результате чего входной сигнал не попадает на выход ограничителя. Катодный повторитель  $\Pi_1$ , предназначенный для регулировки уровня входного сигнала, пропускает без заметных искажений напряжение с амплитудой 30В. На вход собственно ограничителя (правая половина лампы  $\Pi_1$  и левая половина лампы  $\Pi_2$ ) поступает напряжение, регулируемое от 0 до 30В. Этим обеспечивается изменение длительности фронтов (чувствительности ЭЛИ) выходных импульсов в пределах порога ограничения без изменения их значения. Ограничитель на электронных лампах работает без искажений до частот порядка 100—200 кГц. Конструктивно в ЭЛИ рационально объединять ограничитель с широкополосным горизонтально-отклоняющим усилителем.

Проверка влияния изменения напряжения накала на фазу выходного напряжения ограничителя показала, что изменение напряжения накала вызывает ярко выраженные колебания фазы выходного сигнала. При этом кажется, что они возникают вследствие колебаний температуры. После резкого изменения сдвиг фаз стремится принять начальное значение.

Согласно проведенным экспериментам, можно заключить, что фазовая нестабильность оконечных каскадов электроннолучевых индикаторов не превышает  $0,05^\circ$ , при этом основной причиной ее возникновения являются нестабильности, возникающие из-за изменения элементов и параметров сеточной и анодной цепи.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. Двухфазный генератор с плавной регулировкой угла сдвига фаз в диапазоне 0—360°. Новые измерительные приборы и методы их поверки, вып. 8, Стандартгиз, 1962.

2. Колтик Е. Д. Получение заданного угла сдвига фаз между напряжениями методом биений. «Измерительная техника», 1961, № 6.

Поступила в редакцию  
15/III 1970 г.

УДК 621.317.757

Е. Д. КОЛТИК, Р. В. ЯРАЛОШВИЛИ  
ВНИИМ

### ПРОБЛЕМЫ ОРГАНИЗАЦИИ ПОВЕРКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Развитие новой области измерений — статистического анализа — определило и новую группу измерительных приборов — статистических анализаторов, к числу которых в настоящее время можно отнести измерители таких параметров случайных процессов, как математическое ожидание, коэффициент корреляции, ковариации, регрессии, значения корреляционной и ковариационной функций, значения функций спектральной плотности, значения функций плотности распределений, дисперсия и среднее квадратическое отклонение.

Объединяющей особенностью этих приборов и режимов их работы является случайная природа входных рабочих сигналов, что создает ряд нетрадиционных проблем в вопросе организации поверки статистических анализаторов, в дальнейшем сокращенно обозначаемых СА. К числу этих проблем можно отнести: 1) обеспечение единства терминологии, 2) определение критериев точности СА, 3) определение состава нормальных условий для аттестации и поверки СА, 4) выбор и обоснование методов поверки, 5) практическое обеспечение единства и единообразия статистических измерений.

1. При определении как измеряемых величин, так и измерительных средств приходится встречаться с рядом синонимов и разночтений в различных справочниках, учебниках, монографиях, переводах.

Так, например, коэффициенты корреляции, ковариации и регрессии часто называют обобщенно коэффициентом корреляции. Математическое ожидание и среднеквадратическое — одним словом «среднее». В то же время различают корреляционный момент и коэффициент ковариации, стандарт и среднеквадратическое отклонение и т. п. С другой стороны, ни в одном печатном издании нет определений погрешностей измерения значений статистических параметров случайных величин и процессов. В связи с этим во ВНИИМ проводятся специальные работы по созданию единой терминологии в области статистических измерений.

2. При непосредственной организации поверки измерительных средств в первую очередь возникает вопрос выбора метода поверки. При выборе метода поверки СА рассматриваются две основные возможности — метод поверки по образцовым приборам и по образцовым мерам. Метод поверки по образцовым приборам предполагает значительное повышение точности статистических измерений, что в настоящее время представляется сложной технической проблемой и не решает задачу обеспечения поверочной аппаратурой СА в ближайшие сроки. В то же время метод поверки по образцовым мерам позволяет использовать уже существующую образцовую аппаратуру, одновременно содействуя повышению точности СА. Кроме того, развитие метода поверки по образцовым мерам подготавливает базу для организации поверки СА по образцовым приборам, что объясняется зависимостью точности поверки обоими методами от точности воспроизведения статистических характеристик сигналов, при которых проводят поверку. Это связано с тем, что погрешность СА однозначно оп-

ределяется лишь при фиксированных значениях статистических характеристик, в первую очередь таких, как спектральная плотность и распределение вероятностей, задающих динамические и статические свойства случайных сигналов.

3. В настоящей работе рассмотрен вопрос поверки СА по образцовым мерам, в качестве которых служат образцовые генераторы сигналов, воспроизводящие значения измеряемых величин.

При выборе вида сигнала будем различать случайные, детерминированные и псевдослучайные сигналы. Для предпочтительного выбора одного из видов сигналов зададимся следующими требованиями:

а) сигнал должен обладать формой, позволяющей осуществлять техническую реализацию без ущерба для заданных точностных характеристик, и непрерывным или достаточно «плотным» дискретным спектром, заданными спектральными статистическими характеристиками;

б) сигнал должен быть таким, чтобы существовала практическая возможность точно воспроизводить одновременно два сигнала с различными временными задержками между ними.

Как уже отмечено выше в п. 2, для оценки точности статистического анализатора и сравнения приборов одного класса между собой необходимо поставить эти приборы в одинаковые условия. В данном случае речь идет об одинаковых свойствах входных сигналов. При конкретизации эти свойства достаточно ограничить видом спектральной плотности  $S_X(\omega)$  и одномерным распределением вероятностей  $f_X(x, t)$ .

Выбор вида этих функций может определяться как паспортными данными прибора, подлежащего поверке или аттестации (в случае, когда СА узко специализирован для определенного класса сигналов), так и условиями универсального назначения прибора. В последнем случае возможны два подхода к выбору  $S_X(\omega)$  и  $f_X(x, t)$ . Один из них предполагает решение формальной минимаксной задачи, когда в рассмотрение вводят конечное множество функций  $S_X(\omega)$  и  $f_X(x, t)$ , строят вариационный ряд по значениям погрешностей, получаемых при различных сочетаниях выбранного множества, и ищут те сочетания  $S_X(\omega)$  и  $f_X(x, t)$ , при которых погрешности приобретают минимальные и максимальные значения.

Однако при более детальном рассмотрении решения этой задачи оказывается, что однозначных решений нет даже для приборов одного класса, так как функции зависимости погрешности от вида  $S_X(\omega)$  и  $f_X(x, t)$  неодинаковы при различных принципах построения одноименных приборов.

Кроме того, решение такой вариационной задачи в данном случае приводит к вырожденным функциям (типа дельта-функции). Это и понятно. Если прибор дает максимальную погрешность при некоторых значениях выходного напряжения и на определенных частотах, то максимальная погрешность будет соответствовать сигналам, в которых присутствуют только эти уровни напряжений и значения частот. Однако практически такие сигналы не реальны и относятся к выборкам меры нуля, причем аттестация по ним приводит к «загрублению» поверяемого прибора.

В практике статистических измерений встречаются случаи, когда форма кривых  $S_X(\omega)$  и  $f_X(x)$  может быть любой, но диапазоны измерений сигналов по уровню и по частотам заданы. В этом случае, как показывает практика, наиболее типичным является нормальный закон распределения вероятностей (этим определяется вид  $f_X(x)$ ). Можно также принять гипотезу о том, что в сигналах нет преимущественных частот и в них более или менее равномерно содержатся все частоты в заданном диапазоне (этим определяется вид спектральной плотности). Такой подход, разумеется, является не бесспорным, однако он может претендовать на объективные оценки точности.

4. Проблема практической реализации воспроизведения сигналов с выбранными характеристиками в первую очередь связана с характером сигнала. Рассмотрим три группы образцовых генераторов сигналов в соответствии с тремя группами видов сигналов.

В первую группу выделим генераторы случайных сигналов и рассмотрим методы поверки корреляторов по этим генераторам. Среди них отметим два вида — генераторы с заданными статистическими характеристиками и генераторы с неизвестными статистическими характеристиками, в которых исполь-

зуются дополнительные приспособления, позволяющие имитировать те или иные свойства случайных процессов.

Такие генераторы позволяют создавать случайные сигналы с управляемым спектром, регулируемой дисперсией и с заданными значениями временной задержки одного сигнала по отношению к другому [1, 2]. Подобного рода двухканальные по выходу генераторы принципиально позволяют проверять корреляторы, спектроанализаторы, дисперсионметры, измерители математического ожидания. Блок-схема такого генератора, разработанного во ВНИИМ [3], представлена на рис. 1. От первоисточника шума ИШ сигнал поступает на формирователь телеграфного сигнала ФТС, откуда, образуя два параллельных канала, сигнал подается на формирователь спектра ФС<sub>1</sub> и выходное устройство ВУ<sub>1</sub>. По другому каналу сигнал проходит через устройство временного квантования ВК, узел задержки УЗ, формирователь спектра ФС<sub>2</sub> и выходное устройство ВУ<sub>2</sub>.

Для другой группы генераторов случайных сигналов характерно отсутствие формирования статистических свойств. Это вызывает определенную «специализацию» генераторов по статистическим характеристикам. Например, устройство

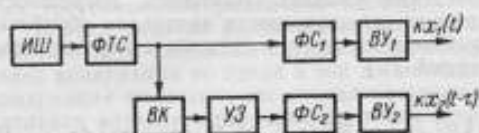


Рис. 1. Блок-схема двухканального по выходу генератора

ИШ — источник шума, ФТС — формирователь телеграфного сигнала, ФС<sub>1</sub> и ФС<sub>2</sub> — формирователи спектра, ВУ<sub>1</sub> и ВУ<sub>2</sub> — выходные устройства, ВК — устройство временного квантования, УЗ — сдвигающий регистр

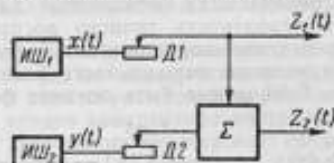


Рис. 2. Схема генератора случайных сигналов

ИШ<sub>1</sub> и ИШ<sub>2</sub> — независимые генераторы случайных сигналов, Д<sub>1</sub> и Д<sub>2</sub> — делители напряжений, Σ — сумматор

для проверки корреляторов, известное под названием «генератор случайных сигналов» [4], построено по блок-схеме, приведенной на рис. 2.

Устройство позволяет изменять коэффициент корреляции между двумя сигналами  $Z_1(t)$  и  $Z_2(t)$ , который зависит от доли участия в суммарном сигнале  $Z_2(t)$  сигнала  $x(t)$ . Математически это объясняется следующим образом:

$$R_{Z_1 Z_2}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0}^{T_0} kx(t-\tau) [kx(t) + Ly(t)] dt = k^2 R_x(\tau) + 0, \quad (1)$$

где  $R_{Z_1 Z_2}(\tau)$  — коэффициент корреляции между двумя выходными сигналами;  $T_0$  — интервал обработки;  $x(t)$ ,  $y(t)$  — сигналы источников ИШ<sub>1</sub>, ИШ<sub>2</sub>;  $K$ ,  $L$  — коэффициенты деления делителей напряжения Д<sub>1</sub> и Д<sub>2</sub>. Таким образом, коэффициент корреляции прямо пропорционален коэффициенту  $k^2$ , определяемому делителем напряжения Д<sub>1</sub>.

Нормированный коэффициент корреляции, как известно, определяется отношением

$$\rho_{Z_1 Z_2} = \frac{R_{Z_1 Z_2}}{\sigma_{Z_1} \sigma_{Z_2}}, \quad (2)$$

где  $\sigma_{Z_1}$ ,  $\sigma_{Z_2}$  — дисперсии выходных сигналов  $Z_1(t)$  и  $Z_2(t)$ .

Несложно установить, что

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{Z_1}^2 &= k^2 \sigma_x^2, \\ \sigma_{Z_2}^2 &= k^2 \sigma_x^2 + 0 + L^2 \sigma_y^2. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Тогда

$$\rho_{z,z_1} = \frac{\rho_x(\tau)}{\sqrt{1 + \frac{L^2 \sigma_y^2}{k^2 \sigma_x^2}}}. \quad (4)$$

Окончательно имеем, что коэффициент корреляции между двумя сигналами в рассматриваемом устройстве зависит от отношения дисперсий  $L^2 \sigma_y^2$  и  $k^2 \sigma_x^2$  сигналов на входе сумматора.

Можно привести еще ряд примеров, демонстрирующих различные варианты использования генераторов случайных сигналов.

Однако как первый, так и второй тип генераторов обладают общим и очень важным недостатком, связанным вообще со случайной природой исходного сигнала. Как отмечено выше, первым и неперенным свойством образцовой меры является ее воспроизводимость с требуемой точностью. Для случайных сигналов полная воспроизводимость статистических характеристик возможна лишь на реализациях бесконечной длины. При ограничении длительности реализации вероятность точного воспроизведения убывает. Например, погрешность определения корреляционной функции от ограниченности интервала обработки при условии нормальности распределения случайного сигнала с вероятностью  $p = 0.64$  может быть оценена формулой [5]

$$\delta R_x(\tau) = \frac{1}{T_0 - \tau} \int_0^{T_0 - \tau} \left(1 - \frac{\tau_1}{T_0 - \tau}\right) [R_x^2(\tau_1) - R_x(\tau_1 - \tau) R_x(\tau_1 + \tau)] d\tau_1, \quad (5)$$

где  $T_0$  — интервал обработки;  $\tau_1$  — параметр интегрирования;  $R_x(\tau)$  — корреляционная функция процесса  $x(t)$ .

В этом смысле выгодно отличается метод проверки по детерминированным сигналам. Проверка по гармоническому сигналу обеспечивает воспроизводимость характеристик, однако не отвечает требованиям к заданному характеру и виду спектра и распределения. Спектр в этом случае представлен одним дискретом, что не позволяет оценить погрешность во всем рабочем диапазоне частот одновременно.

Требования к виду спектра лучше удовлетворяются при использовании полигармонических сигналов, причем последние могут быть синтезированы либо суммированием нескольких гармонических сигналов, либо формированием сложных сигналов. К таким сигналам могут быть отнесены пилообразные сигналы, сигналы типа «прямоугольной синусоиды» (меандр) и других стандартных форм.

Кроме того, особый интерес представляют сигналы экспоненциальной формы, описываемые выражением

$$x(t) = A \sum_{i=0}^{\infty} e^{-\alpha \left|t - \frac{iT}{2}\right|} \left[ u\left(t - \frac{iT}{2}\right) - u\left(t - \frac{(i+1)T}{2}\right) \right] (-1)^i, \quad (6)$$

где  $\alpha$  — показатель затухания;  $T$  — период повторения сигнала;  $u(t)$  — единичная функция:  $u(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t > 0 \\ 0 & \text{при } t < 0 \end{cases}$

При этом корреляционная функция и спектральная плотность имеют вид:

$$R_x(t) = \frac{A^2}{2\alpha} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n e^{-\alpha \left|\tau - \frac{nT}{2}\right|} \left[ u\left(\tau - \frac{nT}{2}\right) - u\left(\tau - \frac{(n+1)T}{2}\right) \right]; \quad (7)$$

$$S_x(\omega) = \frac{A^2 k \alpha}{\alpha^2 + \omega^2} \sum_{n=0}^{\infty} \delta(\omega - k\Delta\omega); \quad (8)$$

$$\Delta\omega = 2\pi/T,$$

где  $\delta(\omega - \Delta\omega)$  — дельта-функция.

Следует отметить, что сигнал (6) в значительной мере отвечает поставленным требованиям и распределение его очень близко к нормальному. Дискретность спектра в общем смысле мало скажется на оценке погрешности поверки. Однако в случае, когда СА снабжены узкополосными входными фильтрами, такого рода полигармонические сигналы проявляют некоторые свои недостатки (речь идет о тех случаях, когда ширина полосы пропускания фильтра соизмерима с «расстоянием» между гармониками).

Рассмотрим следующую группу сигналов, построенных на псевдослучайных последовательностях. Эти сигналы совмещают в себе два достоинства — непрерывность спектра и фактическую детерминированность в том смысле, что каждое текущее значение сигнала заведомо известно, а их характеристики воспроизводимы в реальных интервалах времени.

Методы создания таких сигналов самые разнообразные: и оптико-графические, и магнитографические, и программные. Так или иначе в этом случае воспроизводятся не только свойства сигналов, но и сами сигналы.

В некоторых работах предлагается поверка СА по оптико-графическим сигналам, зарегистрированным на киноплёнке. В качестве поверочного сигнала в них используют последовательность комбинации остроугольных и тупоугольных треугольников различной высоты.

В этих работах рассмотрены возможные методы поверки измерителей математического ожидания сигналов, зафиксированных на киноплёнке, и измерителей ковариации по одной и той же методике. В этом случае при проверке блока ковариации полагают, что сигнал на одном из входов ковариатора постоянный. Создавая определенные удобства, такая оценка погрешности не отражает свойств точности прибора, так как требует условия статичности по одному из каналов.

В общем прогрессивный, по сравнению с предыдущими, этот метод поверки в данном случае необоснованно загружен мероприятиями, направленными на получение «максимальной энтропии» различных форм треугольника. Совершенно очевидно, что при поверке СА последовательность треугольников различной формы безразлична. Важно, чтобы не было периодичностей сигнала и чтобы суммарное распределение удовлетворяло поставленным определенным требованиям, так как усреднение во всех СА делает эти приборы не чувствительными к фазам сигнала.

5. Авторами настоящей работы разработан следующий метод поверки СА по псевдослучайному (фактически детерминированному) сигналу.

Во-первых, выбранная форма повторяющегося импульса соответствует поставленным требованиям и совпадает с выражением (6) с той лишь разницей, что множитель  $(-1)^i$  заменяется на множитель  $(-1)^{\varphi(i)}$ , где  $\varphi(i)$  — априори заданная целочисленная последовательность, выбранная так, чтобы смена знаков создала последовательность импульсов, исключающую периодичность в сигнале. Тогда сигнал будет иметь вид

$$x(t) = A \sum_{i=0}^{\infty} e^{-\alpha \left| t - \frac{iT}{2} \right|} \left[ u \left( t - \frac{iT}{2} \right) - u \left( t - \frac{(i+1)T}{2} \right) \right] (-1)^{\varphi(i)}. \quad (9)$$

Достоинствами такой формы поверки СА являются: непрерывность функции спектральной плотности; наличие одного максимума в корреляционной функции; простота воспроизведения сигнала; возможность использования фазосдвигающих устройств, вытекающая из связанности «фазы» образцового сигнала с задающим гармоническим сигналом.

Во-вторых, формы корреляционной функции и распределения сигнала больше других приближаются к заданной и могут быть воспроизведены с максимально возможной точностью без указанной выше составляющей методической погрешности. Все статистические характеристики сигнала могут быть рассчитаны, поэтому, выполняя ряд технических условий, можно обеспечить поверку всех желаемых СА при высокой точности воспроизведения статистических характеристик.

В заключение отметим, что в диапазонах инфразвуковых и низких звуковых частот перспективны методы поверки СА по детерминированным и псевдослучайным сигналам. При более высоких частотах поверку СА можно проводить

по случайным сигналам, реализуемых с заданной точностью по статистическим характеристикам. Однако для единообразия проверки во всем частотном диапазоне представляет интерес метод проверки по детерминированным сигналам.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бобнев М. П. Генерирование случайных сигналов и измерение их параметров. «Энергия», 1966.
2. Тетерич Н. М. Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. «Энергия», 1968.
3. Колтик Е. Д., Свердличенко Г. Д., Яраловили Р. В. Генератор случайных сигналов. Труды метрологических институтов СССР, вып. 117 (177). «Энергия», 1970.
4. Чайковский П. Е. Генератор случайных сигналов. Пат. свид. № 186123, «Бюлл. изобр.» 1963, № 10.
5. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления, ч. 1, «Советское радио», 1963.

Поступила в редакцию  
15/X 1970 г.

УДК 621.317.757

Р. В. ЯРАЛОВИЛИ  
ВНИИМ

#### СПЕЦИФИКА ЗАДАЧ СПЕКТРАЛЬНОГО И КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗОВ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Проблема предпочтительного выбора частотных или временных описаний случайных процессов сама по себе не нова. В области статистического анализа этот выбор чаще всего определяется традициями и наличием соответствующей аппаратуры.

В настоящей работе анализируются характерные примеры приложения частотных и временных энергетических характеристик случайных процессов (спектральной плотности и корреляционной функции) и сделана попытка сформулировать объективные предпосылки при решении вопроса предпочтения. Как известно со времен Винера, эти две функции связаны двусторонним преобразованием Фурье:

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (1)$$

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega, \quad (2)$$

$$S_x(\omega) = \overline{R_x(\tau)}. \quad (3)$$

где  $S_x(\omega)$  — спектральная плотность некоторого случайного сигнала  $x(t)$ ;  $R_x(\tau)$  — корреляционная функция этого же сигнала;  $\omega$ ,  $\tau$  — текущие значения круговой частоты сигнала и аргумента корреляционной функции — задержки по времени.

Запись формулы (3) означает, что  $S_x(\omega)$  есть изображение по Фурье оригинала  $R_x(\tau)$ .

Существование упомянутой связи свидетельствует о равноценности в смысле количества информации функций  $R(\tau)$  и  $S(\omega)$ . Однако наглядность представления различных свойств сигналов и удобство использования сведений об этих свойствах оказываются существенно зависимыми от характера задачи и особенностей анализируемых процессов. Рассмотрим несколько частных случаев.

1. Предположим, что некоторый процесс, подвергаемый статистическому анализу, состоит из нескольких гармонических составляющих

$$x(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-j\omega_i t + \varphi_i}, \quad (4)$$

где  $A_i$  и  $\varphi_i$  — случайные величины, причем дисперсия  $A$  равна  $A^2$ . Корреляционная функция такого процесса имеет вид

$$R(\tau) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i^2}{2} \cos \omega_i \tau. \quad (5)$$

Оказывается, что корреляционная функция имеет тот же вид, что и реализация. Отличие заключается в том, что в корреляционной функции устранены фазы, а средние квадратические значения амплитуд гармонических составляющих входят в квадрате.

Первое обстоятельство при некротных частотах не имеет существенного значения; второе приводит к тому, что составляющие с большими амплитудами еще больше возрастают, а с меньшими — подавляются на общем фоне (часто в исследуемом процессе бывает сильнее всего выражена одна гармоника — в этом случае в корреляционной функции все остальные гармоники перестают быть заметными).

Имея в виду сказанное, приходим к выводу, что наглядность состава корреляционной функции мало изменяется по сравнению с наглядностью самого сигнала (соответствующей его реализации). В частности, чтобы выяснить частотный состав процесса, необходимо провести спектральный анализ реализации или корреляционной функции, что одинаково трудоемко. Дополнительные неприятности возникают, если диапазон возможных значений  $\omega$  достаточно велик и охватывает несколько декад. Тогда составляющие высоких частот в корреляционной функции воспринимаются как флуктуационные помехи.

В то же время спектральная плотность процесса имеет вид совокупности острых пиков. Состав сигнала при этом легко читается, представление свойств сигнала является достаточно наглядным.

Таким образом, несмотря на полную эквивалентность двух способов описания свойств сигнала, один из них имеет определенные преимущества перед другим в зависимости от конкретной цели статистического анализа.

2. Рассмотрим другой пример. Пусть спектральная плотность сигнала изображается плавной кривой. Корреляционная функция при этом плавно спадает. Форма спектральной плотности свидетельствует об отсутствии в процессе преимущественных частот. В этих случаях корреляционную функцию следует считать более удобной характеристикой свойств сигнала.

Действительно, во-первых, значение корреляционной функции в нуле  $R(0)$  непосредственно определяет дисперсию сигнала; во-вторых, интервал корреляции  $\tau_0$ , начиная с которого спадание корреляционной функции становится существенным, представляет собой величину, на которой сигнал можно считать приблизительно постоянным. Это обстоятельство широко используют при выборе шага квантования по времени. Значение  $\tau_0$  может быть вычислено и по частоте среза  $\omega_0$  порядка  $\omega_0^{-1}$ . Однако на кривой корреляционной функции значение  $\tau_0$  видно непосредственно. Наконец, по кривой корреляционной функции легко установить размер интервала  $T$ , начиная с которого значения сигнала можно считать статистически независимыми. Эту возможность используют, например, при выборе интервала усреднения результатов измерения при наличии случайных составляющих. Очевидно, что слишком малые интервалы усреднения могут не дать заметного эффекта, в то же время слишком большие — перенатабельны в смысле потери времени.

Если корреляционная функция затухает медленно, то интервал усреднения надо выбирать по крайней мере большим  $T$ , где статистическая связь делается пренебрежимо малой.

Таким образом, в ряде случаев корреляционная функция является более наглядной характеристикой, чем спектральная плотность.

3. В большинстве практических приложений характер процесса, которому необходимо дать статистическое описание, заранее известен из физических соображений. Наличие составляющих процесса, близких к синусоидальным, обязано своим происхождением резонансным или автоколебательным явлениям.

Так, при анализе сигналов в радиотехнической схеме с недостаточной экранировкой и с неполными развязками в сигналах выделяются основные частоты, частоту питания, их высшие гармоники и, возможно, комбинационные частоты. Одной из особенностей процессов с явно выраженными почти периодическими составляющими является относительная устойчивость частот и нестабильность высот пиков. Последнее обычно связано с тем, что затухание при приеме радиосигналов зависит от случайных и трудно контролируемых факторов и обычно имеет место фединг.

Другой пример такого рода можно отнести к анализу ускорений, возникающих при транспортировке. При этом четко выделяются частоты свободных колебаний транспортных средств. Механика возникновения соответствующих составляющих следующая.

Воздействия на средства транспорта со стороны дороги носят широкополосный характер. Но при прохождении через элементы конструкции (по динамическим свойствам транспортное средство представляет собой сложную колебательную систему с ярко выраженными резонансными свойствам) происходит подчеркивание, выделение составляющих с частотами, попадающими в зоны резонансов, вследствие чего в спектральной плотности появляются более или менее острые пики.

При построении статистических характеристик особенности процессов необходимо учитывать также для того, чтобы полнее удовлетворить практическим задачам. Следует иметь в виду, что нужны не абстрактные данные, а данные, необходимые для обоснования различных выводов надежности, точности, помехозащищенности, прочности и т. д. Поясним это на примерах.

а) Положим, что анализируемый процесс представляет собой медленно меняющуюся составляющую помехи — погрешность прибора, причем получаемые данные предполагается использовать для выбора интервала между поверками. В этом случае задача сводится к выбору величины интервала, на котором погрешность можно считать постоянной. Как отмечалось выше, этот фактор можно поставить в соответствие со значением  $\tau_0$ , начиная с которого спадание корреляционной функции становится заметным.

б) Анализируемый процесс представляет собой шум, возникающий в автоматическом устройстве от посторонних источников воздействия. По данным обработки этого анализируемого процесса выбирается основная несущая частота преобразования сигналов в этом устройстве, причем желательно, чтобы на этой частоте мощность шума была минимальной. Очевидно, что в этом случае нужно знать кривую спектральной плотности.

в) Анализируемый процесс представляет собой функцию изменения механического напряжения в одном из элементов конструкции. С известным приближением можно сказать, что возможность разрушения элемента связана с превышением напряжения некоторого опасного уровня. Здесь основными характеристиками являются математическое ожидание и дисперсия напряжения, а знание вида спектральной плотности нужно только для того, чтобы оценить среднее время между максимумами.

г) Анализируемый процесс представляет собой силовое воздействие на механическую конструкцию. Последняя же, в силу собственных резонансных свойств усиливает это воздействие в узких полосах вблизи собственных частот. Чтобы оценить мощность колебаний конструкции в первую очередь необходимо знать уровни спектральной плотности вблизи резонансных частот.

4. Для спектрального анализа может служить любой прибор, поведение которого так или иначе зависит от частоты процесса. В случае, когда некоторый привычный комплекс задач вынуждает оператора маневрировать, предпочитая в одном случае коррелятор, в другом спектроанализатор, более удобен спектроанализатор, построенный на принципе трансформации корреляционной функции по Фурье.



Для большей наглядности свойства и характера корреляционной функции результативным оказывается использование полулогарифмического масштаба (логарифмический масштаб по оси абсцисс). Это позволяет охватить большой диапазон изменения аргумента корреляционной функции, сохраняя относительный шаг изменения  $\tau$  постоянным. В этом случае кривая корреляционной функции затухает быстрее. Например функция  $R(\tau) = A^2 e^{-\alpha \tau^\tau}$  ( $\tau > 1$ ) в полулогарифмическом масштабе имеет вид

$$R(\ln \tau) = A^2 e^{-\alpha e^{\ln \tau}}$$

Однако реальная аппаратура для корреляционного анализа ограничивает возможность исследовать корреляционную функцию при больших значениях аргумента. В данном случае может быть использована аппаратура спектрального анализа с последующей трансформацией во временную область. При этом можно построить сколь угодно длинную корреляционную функцию, точность получения которой непосредственно связана с точностью предварительного спектрального анализа.

На основании сказанного можно сделать следующие выводы.

Если по условию задачи необходимо выяснить какие-либо временные характеристики случайных процессов (оптимальные интервалы квантования при интерполяции, интервалы корреляции и т. п.), следует определять корреляционную функцию. То же следует рекомендовать для задачи определения интегральных оценок мощностных характеристик.

В тех же случаях, когда оцениваются мощности в узких полосах частоты по оговоренным признакам поведения спектра мощности, целесообразнее использовать результаты спектрального анализа.

Когда те или иные свойства аппаратуры не позволяют непосредственно определять желаемую характеристику с заданной точностью, замена спектрального анализа на корреляционный не может улучшить результата, однако может помочь условно расширить диапазон измерений за счет известной потери в точности.

Поступила в редакцию  
28/IV 1970 г.

УДК 621.315.61

Ю. П. СЕМЕНОВ  
ВНИИМ

### ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРЕМЫ ЛЭМПАРДА—ТОМПСОНА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ

При измерении относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\lg \delta$  твердых диэлектриков один из основных источников погрешности связан с наличием зазора между поверхностями образца и электродов измерительного конденсатора (контактные методы измерения) или с неточностью определения величины этого зазора (неконтактные методы с применением одной иммерсионной среды) [1—2].\* Введение поправок в расчетные соотношения затруднено, поскольку необходимо точно знать форму и размеры образца и электродов и свойства тонкого слоя третьего материала довольно неопределенного состава (иммерсионная среда, пыль, случайные примеси, абсорбированные пары и т. п.).

В настоящее время наиболее надежными путями устранения ошибок, обусловленных зазором, можно считать применение неконтактных методов измерения с двумя иммерсионными средами и методов, основанных на использовании электродов из металлов, находящихся в расплавленном состоянии в условиях испытания (типа ртути) [3].

\* См. также стр. 104.

Однако первые методы сложны: для их осуществления необходима более точная аппаратура, чем для контактных методов, область их применения ограничена возможностью подбора стабильных иммерсионных жидкостей с малыми потерями, не оказывающих влияния на свойства образца. Методы второй группы не дают точных результатов из-за погрешности в определении площади электродов и вакуумной емкости образца.

Другие пути повышения точности измерения характеристики твердых диэлектриков могут быть связаны с отходом от традиционной формы плоскопараллельного конденсатора и с применением, в частности, перекрестных измерительных конденсаторов.

Создание перекрестных конденсаторов основано на известной теореме электростатики Лэмпарда—Томпсона, утверждающей, что перекрестные емкости \* бесконечной проводящей цилиндрической оболочки, разделенной на четыре части бесконечно малыми зазорами (в точках  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$ , рис. 1), связаны соотношением [4, 5].

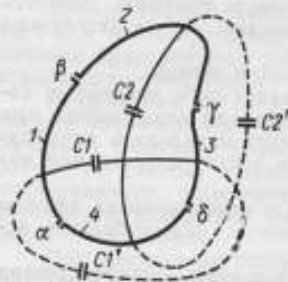


Рис. 1. Поперечное сечение произвольной замкнутой цилиндрической оболочки

$$e^{-\frac{\pi}{\epsilon_0} C_1} + e^{-\frac{\pi}{\epsilon_0} C_2} = 1, \quad (1)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — перекрестные емкости на единицу длины между электродами 1—3 и 2—4 соответственно;  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная.

Если система электрически симметрична, т. е. если  $C_1 = C_2 = C_c$ , то

$$C_c = \epsilon_0 \frac{\ln 2}{\pi}, \quad (2)$$

где  $C_c$  — средняя перекрестная емкость электрически симметричного конденсатора.

Подобные конденсаторы используют в настоящее время в основных метрологических институтах мира для воспроизведения размера фарады [6]. Известны также работы по точному определению относительной диэлектрической проницаемости газа (азота) с помощью перекрестного конденсатора, проведенные в Национальном исследовательском совете Канады [7].

В настоящей работе исследуется возможность применения перекрестных систем для точного определения характеристик твердых диэлектриков.

Процесс определения относительной диэлектрической проницаемости образца  $\epsilon_x$  заключается в измерении емкостей  $C_1(\epsilon_x, \epsilon_n)$  и  $C_2(\epsilon_x, \epsilon_n)$  перекрестного конденсатора с исследуемым образцом и емкостей  $C_1(\epsilon_n)$  и  $C_2(\epsilon_n)$  того же конденсатора, между электродами которого восстановлено такое же расстояние, как и при измерении с образцом, но заполненного иммерсионной средой с известной относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_n$ :

$$\epsilon_x = \epsilon_n \frac{C_1(\epsilon_x, \epsilon_n) + C_2(\epsilon_x, \epsilon_n)}{C_1(\epsilon_n) + C_2(\epsilon_n)} = \epsilon_n \frac{C_3(\epsilon_x, \epsilon_n)}{C_2(\epsilon_n)}, \quad (3)$$

При этом, основываясь на общих свойствах систем, подчиняющихся теореме Лэмпарда—Томпсона, можно ожидать, что при определенных условиях должны уменьшаться (по сравнению с контактным методом) погрешность от неплотного прилегания электродов к поверхности образца и погрешность, обусловленная неточностью восстановления расстояния между электродами при измерении емкости системы электродов без образца.

Решение вопроса о возможности точного определения  $\epsilon_x$  твердых диэлектриков с помощью перекрестных систем сводится к получению и анализу выра-

\* Под перекрестными емкостями понимают емкости между двумя противоположными частями оболочки при заземленных остальных частях (например, из рис. 1 видно, что между частями оболочки 1 и 3 при заземленных частях 2 и 4 образуются емкости  $C_1$  и  $C_1'$ , обусловленные соответственно внутренним и внешним полями системы).

жений для перекрестных емкостей измерительного конденсатора и исследованию их зависимостей от величины зазора между поверхностями образца и электродов и от расстояния между электродами.

Рассмотрим цилиндрический перекрестный конденсатор с двухслойным диэлектриком, поперечное сечение которого изображено на рис. 2.

Предположим, что:

- 1) электроды имеют бесконечную протяженность вдоль оси  $X$ ,
- 2) зазоры, отделяющие электроды, расположенные в одной плоскости, бесконечно малы,
- 3) диэлектрики изотропны.

Такой конденсатор позволяет проанализировать практически важный случай измерения образца в виде плоскопараллельной пластины. Обе перекрестные емкости можно рассчитать аналитически.

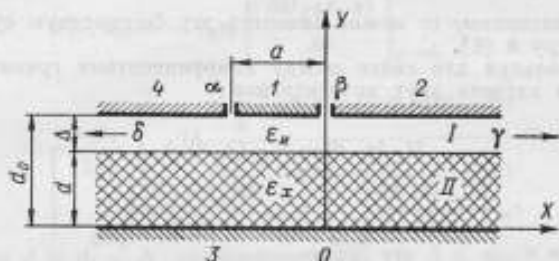


Рис. 2. Поперечное сечение перекрестного измерительного конденсатора

$d$  — толщина образца твердого диэлектрика;  $d_0$  — расстояние между электродами;  $\Delta$  — толщина зазора между поверхностями электрода и образца;  $a$  — ширина электрода  $I$ ;  $I$  и  $II$  — области, заполняемые диэлектриками с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_I$  и  $\epsilon_{II}$  соответственно

Для определения емкости  $C_1$  на единицу длины вдоль оси, перпендикулярной плоскости чертежа, задаемся распределением потенциала электродов конденсатора:

$$U(x, 0) = 1; \quad U(x, d_0) = 0. \quad (4)$$

Тогда емкость  $C_1$  определим по формуле плоского конденсатора с охраняющим кольцом

$$C_1 = \frac{\epsilon_x \epsilon_n \epsilon_0 a}{d \epsilon_n + (d_0 - d) \epsilon_x} = \frac{a}{d_0} \cdot \frac{\epsilon_x \epsilon_0}{1 + \frac{\Delta}{d_0} \left( \frac{\epsilon_x}{\epsilon_n} - 1 \right)}, \quad (5)$$

где  $a$  — ширина электрода  $I$  (рис. 2);  $d$  — толщина образца твердого диэлектрика;  $d_0$  — расстояние между электродами;  $\Delta$  — толщина зазора между поверхностями электродов и образцом.

Предположив, что  $\Delta \ll d_0$ , получим

$$C_1 = \frac{a}{d_0} \epsilon_x \epsilon_0 \left[ 1 - \frac{\Delta}{d_0} \left( \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \right) + \left( \frac{\Delta}{d_0} \right)^2 \left( \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \right)^2 - \dots \right]. \quad (6)$$

При расчете емкости  $C_2$  между электродами  $2$  и  $4$  используем граничные условия:

$$U(x, 0) = 0, \quad (7a)$$

$$U(x < 0, d_0) = 0, \quad (7b)$$

$$U(x > 0, d_0) = 1. \quad (7b)$$

Применяя метод Фурье при решении уравнения Лапласа для потенциала межэлектродной области, ищем частное решение в виде

$$U_k = X_k Y_k,$$

где

$$Y_k = A_1(k) \operatorname{sh} ky + A_2(k) \operatorname{ch} ky,$$

$$X_k = B_1(k) \cos kx + B_2(k) \sin kx.$$

Здесь  $A_1, A_2, B_1, B_2$  — коэффициенты, подлежащие определению;  $k$  — произвольная постоянная.

Учитывая условие (7а), следует положить  $A_2 = 0$  в области II (рис. 2).

Поскольку при составлении общего решения в виде  $U(x, y) = \sum_{(k)} U_k$  все значения  $k$  равноценны, то можно заменить эту бесконечную сумму интегралом по параметру  $k$  [8].

Тогда, используя для связи между коэффициентами граничные условия на поверхности раздела двух диэлектриков

$$\left. \begin{aligned} U_I(x, d) &= U_{II}(x, d); \\ \epsilon_n \frac{\partial U_I(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=d} &= \epsilon_x \frac{\partial U_{II}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=d} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

получим выражения для потенциала в областях I и II:

$$\left. \begin{aligned} U_I(x, y) &= \int_{-\infty}^{\infty} [B_1(k) \cos kx + B_2(k) \sin kx] \times \\ &\times \left[ \left( 1 + \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \operatorname{ch}^2 kd \right) \operatorname{sh} ky - \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \operatorname{ch} k d \operatorname{sh} k d \operatorname{ch} ky \right] dk, \\ U_{II}(x, y) &= \int_{-\infty}^{\infty} [B_1(k) \cos kx + B_2(k) \sin kx] \operatorname{sh} ky dk. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для определения коэффициентов  $B_1(k)$  и  $B_2(k)$  представим заданную условиями (7б) и (7в) единичную функцию контурным интегралом [8]

$$U(x, d_0) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikx}}{k} dk, \quad (10)$$

контуром интегрирования которого является вся вещественная ось, причем точку  $O$  обходим по окружности бесконечно малого радиуса.

Приравнявая выражения для  $U(x, d_0)$  из формул (9) и (10), находим

$$\begin{aligned} &B_1(k) \cos kx + B_2(k) \sin kx = \\ &= \frac{1}{2\pi i} \frac{e^{ikx}}{k} \frac{1}{\left[ 1 + \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \operatorname{ch}^2 kd \right] \operatorname{sh} kd_0 - \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \operatorname{sh} kd \operatorname{ch} kd \operatorname{ch} kd_0}. \end{aligned} \quad (11)$$

Тогда

$$\left. \begin{aligned} U_I(x, y) &= \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikx} (1 + b \operatorname{ch}^2 kd) \operatorname{sh} ky - b \operatorname{ch} kd \operatorname{sh} kd \operatorname{ch} ky}{k (1 + b \operatorname{ch}^2 kd) \operatorname{sh} kd_0 - b \operatorname{ch} kd \operatorname{sh} kd \operatorname{ch} kd_0} dk, \\ U_{II}(x, y) &= \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikx} \operatorname{sh} ky dk}{k (1 + b \operatorname{ch}^2 kd) \operatorname{sh} kd_0 - b \operatorname{ch} kd \operatorname{sh} kd \operatorname{ch} kd_0} \end{aligned} \right\} (12)$$

где  $b = \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_u}{\varepsilon_u}$ .

Плотность заряда на поверхности  $\delta\alpha\beta$ :

$$\begin{aligned} \sigma(x, d_0) &= -\varepsilon_u \varepsilon_0 \left[ \frac{\partial U_I(x, y)}{\partial y} \right]_{y=d_0} = \\ &= -\frac{\varepsilon_u \varepsilon_0}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{\frac{b+2}{b} \operatorname{ch} kd_0 + \operatorname{ch} k(2d-d_0)}{\frac{b+2}{b} \operatorname{sh} kd_0 + \operatorname{sh} k(d_0-2d)} dk. \end{aligned} \quad (13)$$

Поскольку  $d = d_0 - \Delta$ , то, предположив, что  $\Delta \ll d_0$ , и используя лишь первые члены разложения в степенной ряд функций  $\operatorname{sh} 2k\Delta$  и  $\operatorname{ch} 2k\Delta$ , получим

$$\begin{aligned} \sigma(x, d_0) &= -\frac{\varepsilon_u \varepsilon_0}{2\pi i} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{\operatorname{ch} kd_0}{\operatorname{sh} kd_0} dk + b\Delta \left[ \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{k dk}{\operatorname{sh}^2 kd_0} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (b+2) \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{k \operatorname{ch}^2 kd_0}{\operatorname{sh}^2 kd_0} dk \right] + b^2 (b+1) \Delta^2 \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[ (b+2) \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{k^2 \operatorname{ch}^3 kd_0}{\operatorname{sh}^3 kd_0} dk - \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} \frac{k^2 \operatorname{ch} kd_0}{\operatorname{sh}^3 kd_0} dk \right] - \dots \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

Интегралы в выражении (14) вычисляем на основании теоремы Коши о вычетах суммированием вычетов относительно полюсов подынтегральных функций  $k = \frac{n\pi}{id_0}$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$ .

После преобразования (свертки) получающихся при этом бесконечных степенных рядов будем иметь выражение для плотности заряда на поверхности  $\delta\alpha\beta$  в виде

$$\begin{aligned} \sigma(x, d_0) &= -\varepsilon_u \varepsilon_0 \left\{ \frac{1}{d_0} \frac{m}{1-m} - b \frac{\Delta}{d_0^2} \left[ \frac{m}{1-m} + \frac{\pi x}{d_0} \frac{m}{(1-m)^2} \right] + \right. \\ &\quad \left. + b^2 \frac{\Delta^2}{2d_0^3} \left[ \frac{2m}{1-m} + 4 \frac{\pi x}{d_0} \frac{m}{(1-m)^2} + \left( \frac{\pi x}{d_0} \right)^2 \frac{m(1+m)}{(1-m)^3} \right] - \dots \right\}. \end{aligned} \quad (15)$$

где  $m = e^{\pi x/d_0}$ .

Перекрестную емкость  $C_2$  на единицу длины находим из соотношения

$$C_2 = \frac{q_4}{U_{24}} = \int_{-\infty}^{-a} \sigma(x, d_0) dx,$$

где  $q_4$  — заряд на электроде 4;  $U_{24}$  — разность потенциалов между электродами 2 и 4. Опуская промежуточные вычисления, получаем

$$C_2 = -\frac{\epsilon_x \epsilon_0}{\pi} \ln(1-p) \left\{ 1 - b \frac{\Delta}{d_0} \frac{\pi a}{d_0} \frac{p}{(1-p) \ln(1-p)} + \right. \\ \left. + b^2 \left( \frac{\Delta}{d_0} \right)^2 \frac{\pi a}{d_0} \left[ \frac{p - \frac{\pi a}{2d_0} \frac{p}{1-p}}{(1-p) \ln(1-p)} \right] - \dots \right\}, \quad (16)$$

где  $p = e^{-\pi a/d_0}$ .

Среднюю перекрестную емкость на единицу длины находим как полусумму обеих перекрестных емкостей:

$$C_3 = \frac{C_1 + C_2}{2}, \quad (17)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  определяем из выражений (6) и (16).

Для определения погрешностей измерения диэлектрической проницаемости рассмотрим зависимость емкостей перекрестного конденсатора от величины зазора  $\Delta$  между поверхностями образца и электродов и от расстояния между электродами, ограничившись случаем сравнительно небольших отклонений перекрестного конденсатора от симметрии.

Приравняв выражения (6) и (16) и положив  $\Delta = 0$ , получим соотношение геометрических размеров перекрестного конденсатора, обеспечивающих электрическую симметрию, т. е. равенство емкостей  $C_1$  и  $C_2$ :

$$\left( \frac{a}{d_0} \right)_c = \frac{\ln 2}{\pi}. \quad (18)$$

Для случая заполнения межэлектродного пространства двухслойным диэлектриком ( $d_0 \gg \Delta > 0$ ) выражение (18) является достаточно хорошим приближением. Введем параметр  $\lambda$ , характеризующий отклонение системы от симметрии:

$$\frac{a}{d_0} = \lambda \left( \frac{a}{d_0} \right)_c = \lambda \frac{\ln 2}{\pi}. \quad (19)$$

Отсюда

$$\lambda = \frac{d_{0c}}{d_0}, \quad (19a)$$

поскольку для данного измерительного конденсатора конструктивный параметр  $a$  является постоянной величиной ( $a = a_c = \text{const}$ ).

Представим выражения для емкостей  $C_i$  в виде степенных рядов по малому параметру  $v = \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \frac{\Delta}{d_{0c}}$  с коэффициентами, зависящими от симметрии системы:

$$\frac{C_i}{\epsilon_x \epsilon_0 (\ln 2/\pi)} = P_i + vQ_i + v^2R_i + \dots, \quad (20)$$

где  $i = 1, 2, 3$  и коэффициенты  $P_i$ ,  $Q_i$  и  $R_i$  — функции от  $\lambda$ .

Из выражений (6), (16), (19) и (20) получим:

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \lambda; & P_2 &= \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{2^\lambda}{2^\lambda - 1}; & P_3 &= \frac{1}{2} (P_1 + P_2); \\ Q_1 &= -\lambda^2; & Q_2 &= \frac{2^\lambda}{2^\lambda - 1}; & Q_3 &= \frac{1}{2} (Q_1 + Q_2); \\ R_1 &= \lambda^3; & R_2 &= -\lambda^2 \frac{2^\lambda - 1 - \lambda 2^{\lambda-1} \ln 2}{(2^\lambda - 1)^2}; & R_3 &= \frac{1}{2} (R_1 + R_2). \end{aligned} \right\} (21)$$

Очевидно, что коэффициенты с индексом «1» характеризуют зависимость от  $\lambda$  и  $\Delta$  емкости плоского конденсатора, а коэффициенты с индексом «3» — емкости

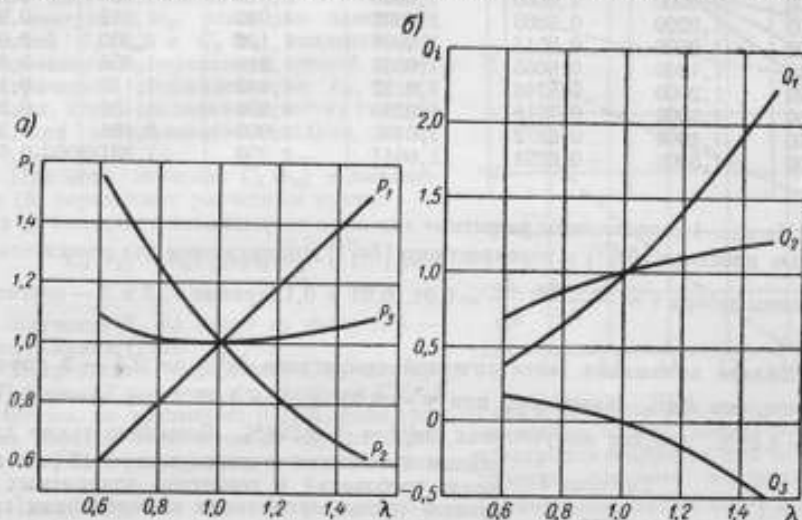


Рис. 3. Зависимость от степени несимметрии конденсатора а — коэффициентов  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$ ; б — коэффициентов  $Q_1$ ,  $Q_2$  и  $Q_3$

перекрестного конденсатора. Значения коэффициентов, полученные из выражения (21), представлены в табл. 1 и на рис. 3.

Рассматривая полученные выражения (20) и (21) и табл. 1, можно сделать следующие выводы:

1. Средняя емкость перекрестного конденсатора значительно меньше зависит от относительной толщины зазора между поверхностями электродов и образца, чем емкость плоского конденсатора. Эта зависимость определяется асимметрией системы. В «электрически симметричном» конденсаторе ( $\lambda = 1$ ) зависимость перекрестной емкости от относительной толщины зазора содержит лишь члены второго и более высоких порядков малости.

Погрешность определения диэлектрической проницаемости  $\epsilon_x$ , обусловленная зазором,

$$\delta \epsilon_x^{(1)} = v \frac{Q_1}{P_1} + v^2 \frac{R_1}{P_1} + \dots (22)$$

при использовании симметричного перекрестного конденсатора принимает вид

$$\delta \epsilon_x^{(1)} = v^2 \frac{\ln 2}{2} + \dots (22)$$

Значения коэффициентов в формуле (21)

$\lambda$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$
0,60	+0,6000	+1,5588	+1,0794	-0,360	+0,701	+0,170
0,70	0,7000	1,3792	1,0396	0,490	0,785	0,147
0,80	0,8000	1,2322	1,0161	0,640	0,864	0,112
0,90	0,9000	1,1074	1,0037	0,810	0,935	0,063
0,95	0,9500	1,0518	1,0009	0,902	0,968	0,033
0,98	0,9800	1,0203	1,0001	0,960	0,988	+0,014
1,00	1,0000	1,0000	1,0000	1,000	1,000	0,000
1,02	1,0200	0,9803	1,0001	1,040	1,012	-0,014
1,05	1,0500	0,9517	1,0008	1,102	1,030	0,036
1,10	1,1000	0,9065	1,0032	1,210	1,058	0,076
1,20	1,2000	0,8244	1,0122	1,440	1,110	0,165
1,30	1,3000	0,7518	1,0259	1,690	1,156	0,267
1,40	1,4000	0,6872	1,0436	1,960	1,196	0,382
1,50	+1,5000	+0,6294	+1,0647	-2,250	-1,231	-0,510

На рис. 4 сопоставлены расчетные значения погрешности измерения  $\epsilon_x$  с помощью плоского ( $\delta\epsilon_1^{(1)}$ ) и перекрестного ( $\delta\epsilon_3^{(1)}$ ) конденсаторов для относительной толщины зазора  $\nu = \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n} \frac{\Delta}{d_{oc}} = 0,01; 0,03$  и  $0,1$  (кривые 1, 2 и 3 — соответственно).

Вблизи положения «электрической симметрии»  $\delta\epsilon_3^{(1)}$  на  $0,5 - 3$  порядка меньше, чем  $\delta\epsilon_1^{(1)}$ . Например, при  $\nu = 0,03$  и  $\lambda = 1,02$  будем иметь  $\delta\epsilon_1^{(1)} = -4,84\%$ , при тех же условиях  $\delta\epsilon_3^{(1)} = +0,024\%$ . Возможно также дальнейшее повышение точности измерений (или снижение требований к геометрии измеряемых образцов) путем применения иммерсионных сред,

Таблица 2

Значения коэффициента  $S_i$ 

$\lambda$	$S_1$	$\lambda$	$S_3$
0,60	+0,26	1,02	0,02
0,70	0,20	1,05	0,03
0,80	0,14	1,10	0,07
0,90	0,05	1,20	0,14
0,95	0,04	1,30	0,20
0,98	0,02	1,40	0,26
1,00	0,00	1,50	+0,32

позволяющих уменьшить отношение  $\frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n}$ .

2. Отклонение расстояния между электродами перекрестного конденсатора от значения  $d_{oc}$ , обеспечивающего «электрическую симметрию», приводит лишь к небольшим изменениям средней емкости. Например, при изменении расстояния между электродами в 2,5 раза ( $0,6 < \lambda < 1,5$ ) емкость  $C_3$  меняется не более чем на 8%. При тех же условиях емкость плоского конденсатора изменяется на 250%.

Это свойство перекрестного конденсатора позволяет уменьшить погрешность  $\delta\epsilon_3^{(2)}$  измерения  $\epsilon_x$  из-за неточности восстановления расстояния между электродами при измерении емкости  $C_i$  ( $\epsilon_n$ ) конденсатора, заполненного однородной иммерсионной средой:

$$\delta\epsilon_3^{(2)} \approx \frac{1}{P_i} \frac{\partial P_i}{\partial d_0} (\Delta d_0) = S_i \frac{\Delta d_0}{d_0}, \quad (24)$$

где

$$S_i = - \frac{\lambda}{P_i} \frac{\partial P_i}{\partial \lambda}.$$



Для плоского конденсатора  $S_1 = -1$ , для перекрестного

$$S_2 = - \frac{\lambda}{\lambda + \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{2^\lambda}{2^\lambda - 1}} \cdot \frac{2^\lambda - 2}{2^\lambda - 1}$$

Значения коэффициента  $S_2$  приведены в табл. 2.

Сопоставление значений  $S_1$  и  $S_2$  показывает, что погрешность  $\delta \epsilon_1^{(2)}$  при использовании перекрестного конденсатора на 0,5 — 2 порядка меньше, чем при использовании плоского конденсатора, и может быть устранена полностью в случае равенства перекрестных емкостей.

Это же свойство перекрестного конденсатора дает возможность упростить процесс измерения  $\epsilon_x$ , исключив измерение емкостей  $C_1(\epsilon_n)$  и  $C_2(\epsilon_n)$  конденсатора, заполненного иммерсионной средой с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_n$ , в тех случаях, когда последняя известна (например, при использовании воздуха, когда  $\epsilon_n = 1,0006$ ).

При этом значение  $C_2(\epsilon_n)$  в выражении (3) определяют расчетным путем:

$$C_2(\epsilon_n) = \epsilon_n P_2(\lambda) \epsilon_0 \frac{\ln 2}{\pi} \quad (25)$$

Значение  $P_2(\lambda)$  берут из табл. 1,  $\lambda$  — из выражения (19а).

Погрешность определения  $\epsilon_x$ , связанная с заменой измеренного значения  $C_2(\epsilon_n)$  расчетным, не превышает 0,02%, если толщина образца отличается от  $d_{ос}$  не более чем на 5% и измеряется с погрешностью 1%.

Таким образом, применение перекрестных измерительных конденсаторов при определении характеристик твердых изотропных диэлектриков позволяет: повысить точность измерения, упростить процесс измерения, снизить требования к качеству изготовления образцов, особенно в тех случаях, когда толщина образцов приближается к определенному для каждого данного конденсатора размеру.

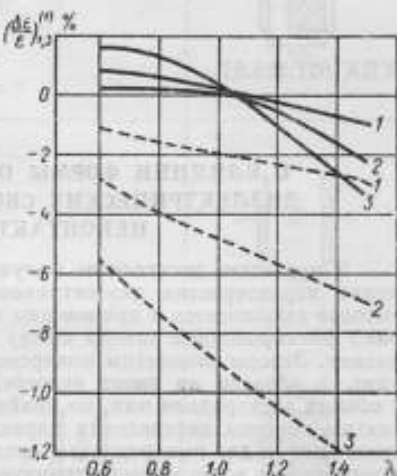


Рис. 4. Погрешность измерения  $\epsilon_x$  от зазора между поверхностями электродов и образца при использовании плоского конденсатора (пунктирные линии  $\delta \epsilon_1^{(1)}$ ) и перекрестного конденсатора (сплошные линии  $\delta \epsilon_2^{(1)}$ ) для относительной толщины зазора 1%, 3% и 10% (кривые 1, 2, и 3)

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н., Клионский М. Д., Семенов Ю. П. Методы и аппаратура для точных определений характеристик диэлектриков на частотах до 10 Мгц. Доклады научно-технической конференции по радиотехническим измерениям. Изд. СНИИМ, Новосибирск, 1969.
2. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на СВЧ. Физматгиз, 1963.
3. Раштон, Перри. Измерение диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь обычных твердых и жидких диэлектриков. В сб. «Точные электрические измерения», под ред. Я. И. Колли. Изд-во иностр. лит., 1959.
4. Thompson A. M., Lamprad D. G. A new theorem in electrostatics and its application to calculable standards of capacitance. «Nature», 1956, v. 177, p. 888.

5. Lampard D. G., Cutkosky R. Some results on the cross-capacitances per unit length of cylindrical three-terminal capacitors with thin dielectric films on their electrodes. Proc. IEE, v. 107c, march 1960.

6. Thompson A. M. The cylindrical cross-capacitor as the calculable standard. Proc. IEE, v. 106, 1959, № 7.

7. Dunn A. F., Kanno M. Mesure de la constante dielectrique des gaz aux basses frequences. Comite Consult. d'electricite, 10 Session, 1963.

8. Смирнов В. И. Курс высшей математики, т. II и III. Физматгиз, 1958.

Поступила в редакцию  
15/III 1970 г.

УДК 621.315.61

М. Д. КЛИОНСКИЙ  
ВНИИМ

### О ВЛИЯНИИ ФОРМЫ ОБРАЗЦА ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ НЕКОНТАКТНЫМИ МЕТОДАМИ

В последнее десятилетие получили развитие неконтактные методы определения характеристик диэлектриков [1—3]. Отличительная особенность этих методов заключается в применении измерительных ячеек, в которых устанавливаются фиксированные зазоры между электродами и находящимся в их поле образцом. Зазоры заполнены иммерсионной средой (воздухом, жидким диэлектриком), а образец не имеет непосредственной электрической связи (контакта) с обоими электродами или, по крайней мере, с одним из них. Различают неконтактные методы определения характеристик диэлектриков, в которых применяют одну и две иммерсионные среды, а в зависимости от дополнительных условий между электродами измерительной ячейки выделяют методы с соблюдением постоянства межэлектродных расстояний либо межэлектродных емкостей. В зависимости от разновидности неконтактного метода производят два или более уравновешиваний измерительного прибора (мостового или резонансного), с присоединенной к нему измерительной ячейкой (табл. 1).

Неконтактные методы измерения позволяют избежать наложения на образец проводящих электродов, устраняют давление на него, а также имеют ряд других преимуществ перед контактными методами [3].

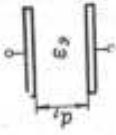
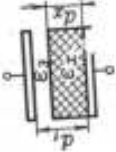
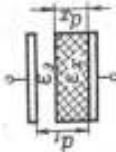
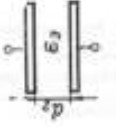
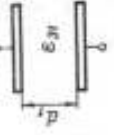
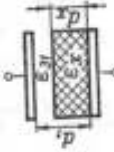
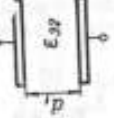
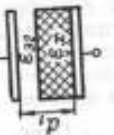
Известно [4], что в контактных методах основная погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_x$  обусловлена отклонениями геометрической формы образца от идеальной. Представляет интерес проанализировать этот источник погрешности применительно к неконтактным методам измерения.

В дальнейшем рассматриваются неконтактные методы измерения с применением одной иммерсионной среды и образцы диэлектриков, имеющие форму пластины или диска. Поверхность электродов предполагается идеальной, а поверхность образца — имеющей микронеровности в виде чередующихся по высоте и шагу впадин и выступов (рис. 1, а), на которые могут накладываться другие дефекты обработки поверхности диэлектрика: вогнутость, неплоскопараллельность и др.

Условимся погрешность формы образца выражать в виде линейного параметра  $\Delta d_x$ , определяемого как разность между измеренной и средней толщиной  $d_x$  образца (рис. 1, б). В свою очередь среднюю толщину будем определять, исходя из принципа сохранения количества энергии поля, запасенной в объеме реального и идеального образцов. Тогда, пренебрегая искажениями поля при малых погрешностях формы диэлектрика, среднюю толщину образца можно представить в виде отношения его объема к площади поверхности.

Обозначим  $\epsilon_x$ ,  $\text{tg } \delta_x$  и  $\epsilon_y$ ,  $\text{tg } \delta_y$  относительную диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь соответственно исследуемого образца и иммерсионной среды,  $\Delta \epsilon_x$ ,  $\Delta \text{tg } \delta_x$  — частные погрешности измерений

Неконтактные методы измерения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_x$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta_x$

Имерсионная среда	Дополнительные требования к измерительной ячейке при измерении $\epsilon_x$	Измерительная ячейка в образце (измеряемые параметры: $C_1, \operatorname{tg} \delta_x; i = 1, 2, 3, 4$ ) при уравнивающих схемах				Частота, МГц
		первом	втором	третьем	четвертом	
Одна	Постоянство расстояний, $d_1 = \text{const.}$			—	четвертом	$< 1$
Одна	Постоянство емкостей, $C_1 = C_2$			—	—	$> 1$
Две	Постоянство расстояний, $d_1 = \text{const.}$					

исследуемых величин, обусловленные отклонениями формы образца от идеальной.

Рассматривая расчетные соотношения для определения  $\epsilon_x$  в контактных и неконтактных методах (табл. 2, гр. 3), можно видеть, что они содержат две группы электрических и геометрических параметров, зависящих от толщины образца. Первая группа параметров характеризует электроды с образцом. Сюда относятся емкость  $C_1$  и межэлектродное расстояние  $d_x$ , соответствующее электродам без образца, но при условии, что их емкость равна емкости  $C_1$ . Вторая группа параметров характеризует электроды без образца при межэлектродном расстоянии, равном его толщине ( $C_2, C_n, d_x$ , см. примечание 3 табл. 2). Тогда в обоих методах погрешность  $\Delta \epsilon_x$  для удобства дальнейшего анализа представим в виде

$$\frac{\Delta \epsilon_x}{\epsilon_x} = \left[ \left( \frac{\partial \epsilon_x}{\partial C_1} \frac{\partial C_1}{\partial d_x} + \frac{\partial \epsilon_x}{\partial d_x} \frac{\partial d_x}{\partial d_x} \right) \frac{\Delta d_x}{d_x} + \left( \frac{\partial \epsilon_x}{\partial C_2} \frac{\partial C_2}{\partial d_x} + \frac{\partial \epsilon_x}{\partial C_n} \frac{\partial C_n}{\partial d_x} + \frac{\partial \epsilon_x}{\partial d_x} \right) \frac{d_x}{\epsilon_x} \right] \frac{\Delta d_x}{d_x}. \quad (1)$$

Преобразуем выражение (1), учитывая, что в зависимости от рассматриваемого метода после подстановки производных отдельные члены, входящие в это выражение, обра-

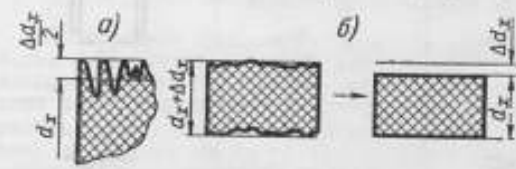


Рис. 1. К определению погрешности  $\Delta d_x$  формы образца

*a* — участок поверхности реального образца с микрошероховатостями, *b* — переход от реального образца к идеальному

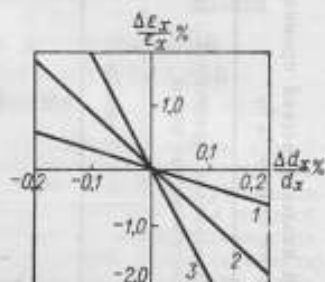


Рис. 2. Зависимость погрешности определения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_x$  от погрешности измерения средней толщины образца 1, 2 и 3 —  $\epsilon_x$  соответственно равна: 3,8; 10 и 20

ются в нуль. Выражения, полученные после преобразований и соответствующие первой и второй круглым скобкам выражения (1), даны в гр. 5 и 6 табл. 2, а их сумма — в гр. 7.

Погрешность  $\Delta \lg \delta_x$  определяем по формуле

$$\Delta \lg \delta_x = d_x \frac{\partial (\lg \delta_x)}{\partial d_x} \frac{\Delta d_x}{d_x}. \quad (2)$$

Коэффициенты при  $\Delta d_x/d_x$  из выражения (2) приведены в гр. 8 табл. 2.

Анализ табл. 2 позволяет сделать ряд выводов:

1. Суммарная погрешность определения  $\epsilon_x$ , обусловленная погрешностью формы образца, в контактных и неконтактных методах измерения выражается одинаково

$$\frac{\Delta \epsilon_x}{\epsilon_x} = - \frac{\Delta d_x}{d_x} \left( \frac{\epsilon_x}{\epsilon_0} - 1 \right). \quad (3)$$

Например, для образца с  $\epsilon_x = 10$ ,  $d_x = 2$  мм,  $\Delta d_x = 2$  мкм и при использовании воздушной среды между электродами ( $\epsilon_0 = 1$ ) получаем  $\Delta \epsilon_x/\epsilon_x = -0,9\%$  (рис. 2).

2. В контактных методах погрешность  $\Delta \epsilon_x/\epsilon_x$  в основном проявляется при измерении емкости электродов с образцом (гр. 5). Образующиеся при этом воздушные емкости включены последовательно с емкостью образца и существенно уменьшают действительное значение измеряемой диэлектрической проницаемости

Расчетные соотношения к табл. 1 и коэффициенты  $\Delta d_x d_x$  в формулах (1) и (2)

Метод измерения	Дополнительные требования к измерительной хвостовой цепи при измерении $\epsilon_x$	Расчетные соотношения		Коэффициент при $\Delta d_x d_x$ в формуле (1)				в формуле (2)
		$\epsilon_x$	4	при измерении параметров		суммарный	5	
				$C_1, d_2$	$C_2, C_3, C_x$			
1		3		6	7			
Контактный ГОСТ 9141-65	Постоянство: расстойный емкостей	$C_1 - C_2 + \epsilon_3 C_3$	$\frac{C_1}{C_x} (\text{tg } \delta_1 - \text{tg } \delta_2) + \text{tg } \delta_3$	$1 + \frac{\epsilon_3}{\epsilon_x} + \left( \frac{S_3}{S_x} - 1 \right) \times \left( \frac{S_3}{S_x} - 1 \right) - \frac{\epsilon_x}{\epsilon_3}$			$-\frac{\epsilon_x}{\epsilon_3} (\text{tg } \delta_x - \text{tg } \delta_3)$	
		$\frac{C_4}{\epsilon_3} \frac{d_x}{d_2}$	$\text{tg } \delta_1 - \text{tg } \delta_2 + \text{tg } \delta_3$	$1$			$\left( \frac{\epsilon_x}{\epsilon_3} - 1 \right)$	$-\frac{\epsilon_x}{\epsilon_3} \frac{d_1}{d_x} \times (\text{tg } \delta_1 - \text{tg } \delta_2) - \frac{\epsilon_x}{\epsilon_3} (\text{tg } \delta_x - \text{tg } \delta_3)$
Неконтактный (см. табл. 1)	расстойный емкостей	$\frac{C_4}{C_1 - q(C_2 - C_1)}$	$\text{tg } \delta_1 + \frac{q \delta_x}{\epsilon_3} \times (\text{tg } \delta_1 - \text{tg } \delta_3)$	0				
		$\frac{d_x}{\epsilon_3} \frac{d_x}{d_x - (d_1 - d_2)}$	$\frac{d_x}{d_x - (d_1 - d_2)} \times (\text{tg } \delta_1 - \text{tg } \delta_2) + \text{tg } \delta_3$	0			$-\left( \frac{\epsilon_x}{\epsilon_3} - 1 \right)$	

Примечания. 1. Выражения в первой строке справедливы при  $S_x < S_3$ , в остальных строках принято  $S_x = S_3$ .

2. В случае воздушной среды между электродами  $\epsilon_3 = 1,0006$ ,  $\text{tg } \delta_3 < 1 \cdot 10^{-6}$  их пренебрегают.

3. В таблице приняты обозначения:  $C_1, C_2$  — емкости электродов при расстойке  $d_1$ , соответственно с образцом и без образца. В контактом методе  $d_1$  равно толщине образца  $d_x$ ;  $C_3$  — вакуумная емкость образца;  $\text{tg } \delta_1$  — тангенс угла потери энергии электродов с образцом;  $\text{tg } \delta_x, d_2$  — параметры изгиба без образца со смежными электродами при условии, что их емкость равны перпендикулярной емкости  $C_1$ ;  $S_x, S_3$  — площадь образца и электродов соответственно;  $q = \frac{d_1 - d_x}{d_x}$ .

погрешность  $\Delta d_x/d_x$  умножается на отношение диэлектрических проницаемостей образца и межэлектродной среды). Измерения, связанные с определением толщины образца  $d_x$  или соответствующих ей емкостей  $C_2, C_3$ , влияют на результаты определения  $\epsilon_x$  гораздо меньше (гр. 6).

3. В неконтактных методах погрешность  $\Delta \epsilon_x/\epsilon_x$  целиком зависит от погрешности измерения средней толщины образца и превосходит ее в  $(\epsilon_x/\epsilon_0 - 1)$  раз (гр. 6).

В отличие от контактных методов при измерении емкостей электродов (с образцом и без него) этой погрешности нет (гр. 5).

4. Погрешность  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x$  подчиняется той же закономерности, что и  $\Delta \epsilon_x$ : в контактных методах она проявляется при измерении тангенса угла потерь электродов с образцом, в неконтактных методах — при подстановке неточно измеренного значения  $d_x$  в формулу для определения  $\operatorname{tg} \delta_x$  (в табл. 2 коэффициенты, характеризующие погрешность  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x$ , сведены в гр. 8).

5. Формулы для определения  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x$  в контактных методах и в неконтактном с соблюдением постоянства емкостей совпадают. Например, для рассмотренного выше образца, полагая в случае воздуха  $\operatorname{tg} \delta_0 = 0$ , получаем  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x/\operatorname{tg} \delta_x = -1\%$ .

В неконтактном методе при постоянстве расстояний погрешность измерения  $\operatorname{tg} \delta_x$  оказывается несколько меньше. Это объясняется тем, что в формулу  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x$  вместо  $\operatorname{tg} \delta_x$  входит меньшая величина  $\operatorname{tg} \delta_1$ , а коэффициент  $d_1/d_x$  практически мало отличается от единицы (обычно  $1,1 < d_1/d_x < 1,2$ ). Так, если для рассматриваемого образца принять  $d_1/d_x = 1,1$ , то  $q = d_1/d_x - 1 = 0,1$ ,  $\operatorname{tg} \delta_1 = 0,5 \operatorname{tg} \delta_x$  (см. табл. 2, гр. 4), а искомая погрешность  $\Delta \operatorname{tg} \delta_x/\operatorname{tg} \delta_x = -0,55\%$ .

6. Для уменьшения влияния формы образца на результаты измерения  $\epsilon_x$  и  $\operatorname{tg} \delta_x$  неконтактными методами можно выделить следующие способы:

- улучшение качества обработки поверхности образца,
- увеличение его толщины,
- применение в качестве иммерсионной среды жидкого диэлектрика, у которого относительная диэлектрическая проницаемость близка к  $\epsilon_x$  образца,
- повышение точности определения средней толщины образца (например, определение  $d_x$  по результатам измерения площади и объема образца, которые можно измерить соответственно с помощью микроскопа и методом гидростатического взвешивания с погрешностями порядка сотых долей процента),
- применение двух иммерсионных сред, устраняющее необходимость в измерении толщины образца (см. ниже).

Заметим, что способы повышения точности измерения, указанные в пп. а и б, применяются также в контактных методах.

Для экспериментальной проверки рассмотренных положений проведены измерения неконтактным методом с воздушной средой и соблюдением постоянства расстояний изготовленного из плавленого кварца дискового образца (диаметр 50 мм, 10 класс чистоты поверхности, отклонение от плоскостности менее 1 мкм). Аппаратура состояла из трансформаторного моста, измеряющего емкости с погрешностью  $\pm 0,01\%$  при частоте 1 кГц, и измерительной ячейки типа ИЭ-2 с охранном кольцом [3]. Толщину образца измеряли с погрешностью менее 1 мкм на горизонтальном оптиметре в семи точках, расстояние между электродами — с помощью концевых мер длины и индикатора ИИГМ с ценой деления 1 мкм. Измеренные параметры:  $C_1 = 2,7639$  пФ,  $C_2 = 8,7692$  пФ,  $d_1 = 2,281$  мм,  $d_x = 2,118$  мм. В результате найдено  $\epsilon_x = 3,812$ .

Для этих же емкостей рассчитана относительная диэлектрическая проницаемость при разной толщине образца, отличающейся от измеренной в пре-

Таблица 3

$d_x$ , мм	2,116	2,117	2,118	2,119	2,120
$\epsilon_x$	3,822	3,817	3,812	3,807	3,802
$\Delta \epsilon_x/\epsilon_x$ , %	0,26	0,13	0	-0,13	-0,26

лах  $\pm 2$  мкм, т. е. на  $\pm 0,095\%$ . Как можно видеть из табл. 3, относительные погрешности определения диэлектрической проницаемости при этом находятся в пределах  $\pm 0,26\%$ , т. е. в полном соответствии с выражением (3).

Для контроля этот же образец был исследован неконтактным методом с применением двух иммерсионных сред (воздух, бензин) на специально разработанной для реализации этого метода измерительной ячейке (рис. 3). Метод с двумя средами [5] позволяет упростить из расчетных соотношений для определения  $\epsilon_x$  толщину образца, хотя и является более сложным. Основные операции по

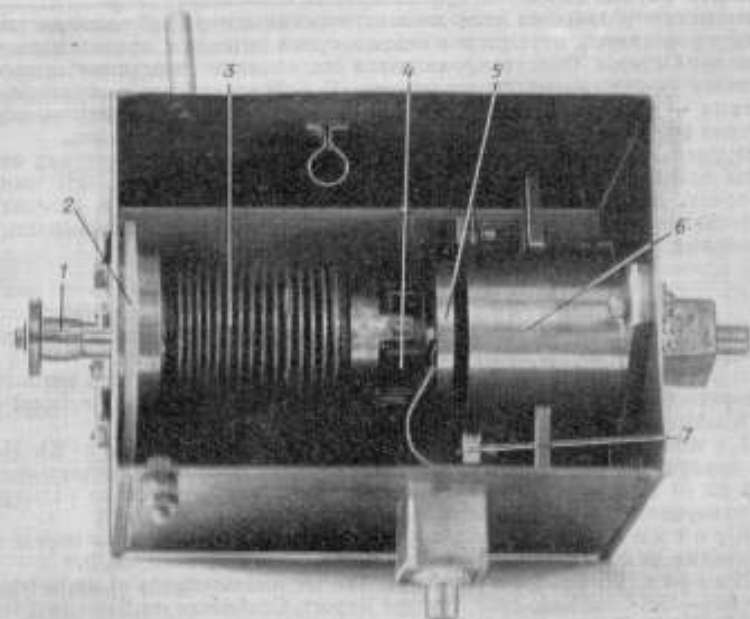


Рис. 3. Опытный образец измерительной ячейки для неконтактного метода с применением двух иммерсионных сред

1 — винт для перемещения высокопотенциального электрода; 2 — фторопластовая прокладка; 3 — сифон; 4 — изолирующая кварцевая втулка; 5 — высокопотенциальный электрод; 6 — низкопотенциальный электрод с охранным кольцом; 7 — крепление скобы, центрирующей образец

этому методу представлены в табл. 1, строка 3. Относительную диэлектрическую проницаемость рассчитывают по формуле

$$\epsilon_x = \epsilon_{\text{ст}} \frac{\left(\frac{C_2}{C_1} - 1\right) C_2 C_4 - (C_4 - C_2) C_3}{C_3 C_2 - C_1 C_4} \quad (4)$$

Тангенс угла диэлектрических потерь образца определяют так же, как и в неконтактном методе с применением одной иммерсионной среды и соблюдением постоянства расстояний (табл. 2, гр. 4).

При измерении получены следующие результаты:  $C_1 = 2,3301$ ,  $C_2 = 5,1412$ ,  $C_3 = 4,7045$ ,  $C_4 = 7,2182$  пФ.

Принимая  $\epsilon_{\text{ст}} = 1,0006$  и подставляя эти значения измеренных емкостей в выражение (4), получаем  $\epsilon_x = 3,808$ .

Таким образом, результаты измерения относительной диэлектрической проницаемости неконтактными методами с применением одной или двух иммерсионных сред совпали в пределах 0,1%. Это свидетельствует о том, что средняя толщина образца в методе с одной средой измерена правильно.

### Заключение

При исследовании диэлектрических свойств твердых материалов возникают погрешности измерения, обусловленные погрешностью формы образца. Влияние погрешности формы на результаты измерения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$  оказывается одинаковым в контактных методах и в неконтактных методах с применением одной иммерсионной среды. Однако проявляется это влияние по-разному: в контактных методах — при измерении параметров ( $C$ ,  $\text{tg}\delta$ ) электродов с образцом, в неконтактных — при подстановке значения неточно измеренной толщины образца в расчетные формулы для определения  $\epsilon$  и  $\text{tg}\delta$  исследуемого материала.

Для уменьшения погрешности измерения в неконтактных методах необходимо тщательно измерять среднюю толщину образца и использовать иммерсионную среду, диэлектрическая проницаемость которой близка к диэлектрической проницаемости образца, либо использовать метод с применением двух иммерсионных сред.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Coutlee K. G. Liquid displacement test cell for dielectric constant and dissipation factor up to 100 Mc. *Insulation*, November, 1959, p. 26.
2. Endicott H. S., McGowan E. J. Measurement on permittivity and dissipation factor without attached electrodes. *Conference on electrical insulation*, Washington, Annual Report, 1960, pp. 19—30.
3. Кротков И. Н., Клионский М. Д., Семенов Ю. П. Методы и аппаратура для точных определений характеристик диэлектриков на частотах до 10 МГц. Доклады научно-технической конференции по радиотехническим измерениям, т. II, Новосибирск, СНИИМ, 1969.
4. Кротков И. Н., Клионский М. Д. Новый метод определения характеристик диэлектриков. «Измерительная техника», 1970, № 9.
5. Harris W. P., Scott A. H. Precise measurements of dielectric constant by two-fluid method, 1962. Annual Report, Conference on Electrical Insulation, NAS—NRS, Publication 1080.

Поступила в редакцию  
15/III 1970 г.

УДК 54—19 : 621.317

**В. В. КУХАРЬ**  
ВНИИМ

### СПЛАВЫ ВЫСОКОГО УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Сплавы типа «манганин» имеют высокие электрические свойства: стабильность во времени, низкий температурный коэффициент электрического сопротивления, низкую т. э. д. с. в паре с медью. Этим объясняется их широкое применение в метрологии, измерительной технике и приборостроении.

Применение манганина для эталонов единиц электрического сопротивления и для резисторов больших номинальных значений ( $> 10^6$  Ом) нецелесообразно из-за его сравнительно невысокого удельного электрического сопротивления.

В дальнейшем рассмотрены только хорошо деформирующиеся сплавы, пригодные для получения ленты и проволоки микронных размеров.



**Свойства и природа сплавов с высоким удельным электрическим сопротивлением**

Одним из первых сплавов с высоким удельным электросопротивлением и низким температурным коэффициентом были сплавы, разработанные Драйвером (медь—марганец—никель) с максимальным удельным сопротивлением  $\rho = 1,5$  мкОм·м [1] и Себастом (никель—хром—медь) с  $\rho = 1,13$  мкОм·м [2].

В 1942 г. Аллен и Полак предложили новый сплав, имеющий удельное электрическое сопротивление примерно в три раза выше, чем у классического марганца, и чрезвычайно низкий температурный коэффициент в широком интервале температур [3]. Сплав представлял собой модифицированный медью и алюминием психром, т. е. д. с. в паре с медью которого составляла 1—2 мкВ/°С. Этот сплав послужил основой для создания ряда других подобных сплавов: «карма», «никроталь L» и др., которые также являются модифицированными психромами (см. таблицу).

**Химический состав и электрические свойства сплавов с высоким удельным электрическим сопротивлением**

Сплав, его состав, весовой процент	Удельное сопротивление $\rho$ , мкОм·м	Температурный коэффициент $\alpha \cdot 10^3$ , град <sup>-1</sup>	Т. э. д. с. в паре с медью, мкВ/°С	Литературный источник
<b>На основе марганца</b>				
28Ni, 5Cu	2,20	-2,9	-0,12	[4]
33Cu	1,88	0	-1,0	[4]
16,5Ni, 16,5Cu	2,03	-12	-0,5	[4]
14,5—15,5Pd, 14,5—15,5Ni, 4,5—5,5Cu	2,0—2,1	2—3	-0,7	[5]
<b>На основе золота и палладия</b>				
49,5Au, 40,5Pd, 10Fe	1,91	5—20	—	[6]
50Pd, 38Au, 11Fe, 1Al	2,30	Незначительный	—	[7]
80Pd, 20W	1,18	~5	~3	[8]
<b>На основе титана</b>				
12,5Al	~2,0	Незначительный	—	[9, 10]
<b>На основе никеля</b>				
«Джеллиф 800»: 20Cr, 18Mn, 1,5Co, 1,5Mo, 0,25Al	1,3	+2	~2	[11, 12]
HM23XЮ: 20—28Mo, 1—10Cr, 0,5—5Al, 0,5—2Cu	1,5—1,7	1—4	—	[13]
«Эваном», «карма» и другие аналогичные сплавы: 20Cr, 2—3Al, 2—3Cu (Fe, Co)	1,25	+2	1—2,5	[3, 12], [14—18]
«Хрвангал»: 10Cr, 8,5V, 3Cu, 4Ga < 1Al	1,3—1,4	+0,2	2,5	[19]
«Никроталь L»: 17Cr, 12 (Si + Mn)	1,25	+2,0	~2	[20, 21]
<b>На основе никеля и марганца</b>				
40—45Ni, 40—45Mn, 4—18V, 5—15Fe или Co	2—3	+5	—	[22]

Более ранние исследования сплавов на марганцевой основе [1, 23—25] позволили создать, начиная примерно с 1945 г., ряд высокоомных сплавов ( $\rho \approx 2,0$  мкОм·м) с низким температурным коэффициентом сопротивления и малой т. э. д. с. в паре с медью [4, 5, 26, 27]. В последние годы были разработаны сплавы с  $\rho > 2$  мкОм·м на основе титана [9, 10], никеля и марганца [22] и палладия [7].

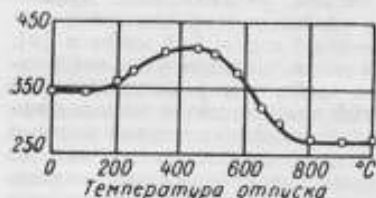


Рис. 1. Изменение твердости в зависимости от температуры отпуска сплава с 22,6% Cr после холодной прокатки с обжатием 50% [31]. По оси ординат: микротвердость  $\cdot 10^4$  МПа ( $\text{кг}/\text{мм}^2$ )

Вследствие трудности изготовления сплавов на основе титана, плохой коррозионной стойкости и стабильности сплавов на марганцевой основе, а также вследствие высокой стоимости сплавов на основе палладия, наибольшее распространение в измерительной технике и приборостроении получили однородные сплавы на основе никеля («эваном», «карма» и др.), обеспечивающие высокую стабильность сопротивления во времени ( $< 5 \cdot 10^{-4}\%$  в год).

Увеличению стабильности сопротивления, как известно из термодинамики, способствуют все факторы, ведущие к уменьшению свободной энергии системы, например:

- а) отсутствие механических напряжений;
- б) «коалесценция» точечных дефектов в линейные, а также переход дефектов линейного типа в межповерхностные;

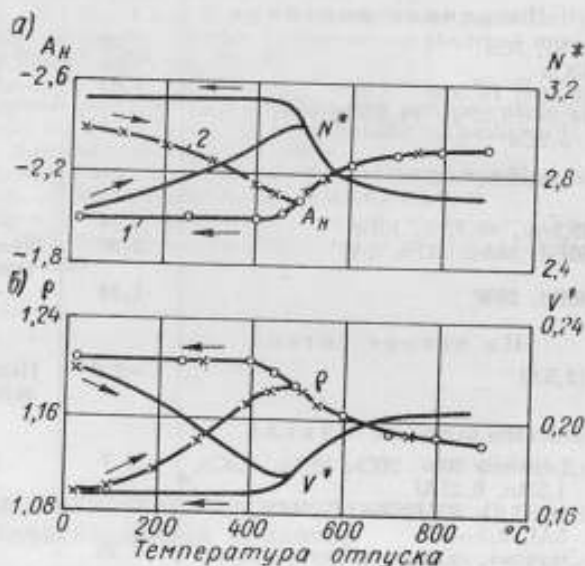


Рис. 2. Влияние термической обработки на электрические свойства сплава [с 26,8% Cr [31]

Изменение: а — постоянной Холла  $A_H$ ,  $10^{-5}$  см<sup>3</sup>/(А·с) и концентрации  $N^*$ ,  $10^{19}$ /см<sup>3</sup>, носителей заряда в зависимости от термической обработки, б — удельного электрического сопротивления  $\rho$ ,  $10^4$  Ом·мм<sup>2</sup>/м и подвижности носителей заряда  $V^*$ , см<sup>2</sup>/(В·с) в зависимости от термической обработки. Образцы: 1 — рекристаллизованный, 2 — деформированный

в) существование в сплавах достаточно широкой области твердых растворов;

г) образование упорядоченной структуры в твердом растворе.

Высокое удельное электрическое сопротивление сплавов обусловлено наличием в них переходных металлов, приводящим к появлению эффекта, замеченного С. Ф. Жемчужным и С. А. Погодиным [28], а также В. Роном [29], названного Томасом «К-состоянием» и подробно им описанного [30].

Одним из отличительных признаков этого эффекта по Томасу является повышение сопротивления в результате отпуска холоднодеформированного или

закаленного сплава. «К-состояние» характеризуется также повышением твердости при отпуске холоддеформированного металла (рис. 1), сдвигом константы Холла к положительным значениям (рис. 2), сокращением объема металла [32—34], что заметно, например, на дилатометрических кривых (рис. 3), понижением магнитной восприимчивости (рис. 4).

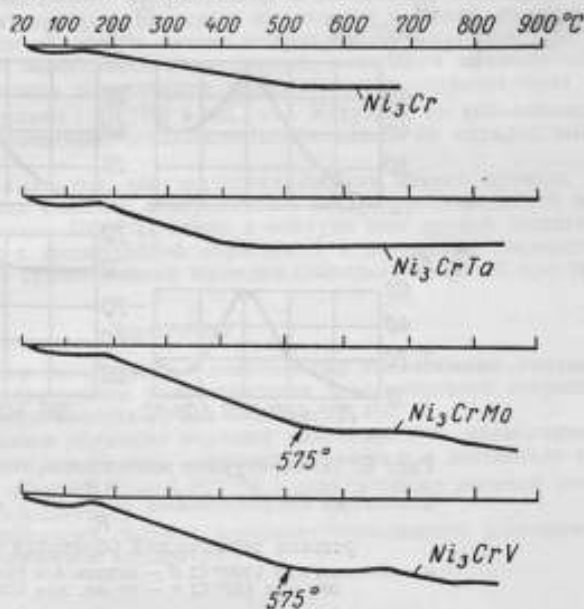


Рис. 3. Дифференциальные дилатометрические кривые бинарного сплава  $Ni_3Cr$  и тройных сплавов, взятых в холоддеформированном состоянии [32]

Установлено, что «К-состояние» — диффузионный процесс, который предшествует установлению дальнего порядка в металлах [35—37] и обусловлен ближним порядком [31, 35, 38].

Повышение твердости при образовании «К-состояния» в результате отпуска деформированного или закаленного сплава, увеличение при этом т. э. д. с. и электросопротивления, более сильное увеличение электросопротивления облученного нейтронами сплава [39] обусловлено, по-видимому, влиянием дефектов структуры.

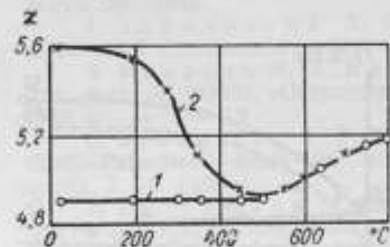


Рис. 4. Влияние термической обработки на магнитную восприимчивость  $\chi$ ,  $cm^3$  ( $e \cdot 10^9$ ), сплава с 20% ат. Cr [31]

Образцы: 1 — рекристаллизованный, 2 — деформированный

При возникновении ближнего порядка создаются наилучшие условия для  $s_2^2 d$ -обменного взаимодействия, которое возможно в сплавах с переходными металлами вследствие близости уровня Ферми металла-растворителя и  $d$ -уровня легирующего переходного металла [40]. Такое виртуально-связанное состояние значительно повышает электрическое сопротивление.

При нагреве до температуры разрушения «К-состояния» происходит некоторое увеличение параметров решетки, что способствует усилению  $d \rightleftharpoons s$ -обмена в направлении  $d \rightarrow s$ , вызывая сдвиг температу-

ложительных значений, так как при деформации никельхромовых сплавов параметры решетки при разрушении «К-состояния» увеличиваются.

Соответствующая термическая обработка сплавов на никелевой основе позволяет получить минимальные относительные температурные изменения со-

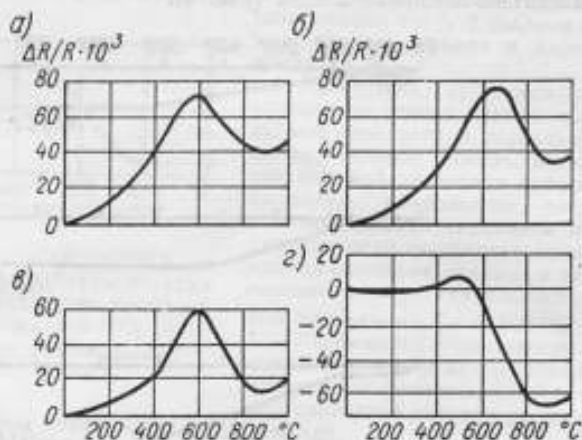


Рис. 5. Температурная зависимость относительного изменения сопротивления  $\left(\frac{\Delta R}{R} \cdot 10^3\right)$  «эваном» от режима термической обработки [20]

а — закалка при 1000° С; б — отпуск 4 ч при 350° С; в — то же, при 450° С; г — то же, при 550° С

противления в большом температурном интервале (рис. 5). При этом нулевой коэффициент получается обычно в двух случаях: в начале образования «К-состояния» и при его разрушении (рис. 6).

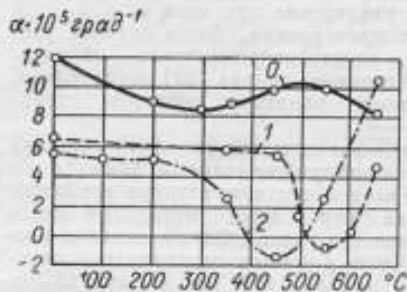


Рис. 6. Зависимость температурного коэффициента  $\alpha$  сплавов от температуры отпуска [20]

Сплавы: 0 — инвар 80/20, 1 — «эваном», 2 — «никроталь»

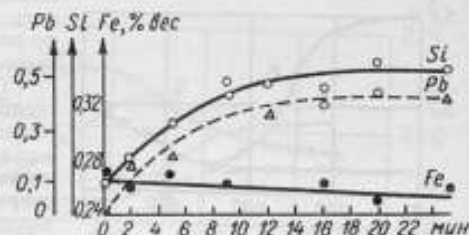


Рис. 7. Изменение содержания примесей Pb, Si, Fe в марганце по ходу плавки [43]

Сплавы типа «эваном» и «карма» наиболее полно отвечают требованиям, предъявляемым к сплавам сопротивления по электрическим свойствам, но их технологические свойства не вполне удовлетворительны [42]. Во ВНИИМ разработаны более пластичные сплавы, например «хрвангал», не уступающие по

электрическим свойствам «эваному» [19], а в настоящее время создан улучшенный «хрвангал», удельное сопротивление которого равно 2 мкОм·м.

Пластичные сплавы типа «хрвангал» с высоким удельным электросопротивлением позволяют получить проволоку диаметром  $< 10$  мкм для изготовления резисторов с большим номинальным сопротивлением, превышающих по стабильности резисторы из литого микропровода в стеклянной изоляции. Загрязнение сплава нежелательными примесями при плавке в стекле, например, РЬ, Si (рис. 7), трудности получения литого микропровода с равномерным по длине составом и другие особенности этого способа получения микропровода дают возможность изготовить в настоящее время катушки сопротивления со стабильностью порядка только  $1 \cdot 10^{-3}\%$  в год [44]. Катушки из высокоомного провода, полученного волочением, показывают стабильность на порядок выше [45].

Для получения оптимальных электрических свойств такого провода из высокоомных сплавов типа «эваном» и «хрвангал» следует рекомендовать высокотемпературный (порядка  $1000^\circ\text{C}$ ) отжиг в вакууме или другой защитной среде, а также закалку с последующей обработкой в интервале температур  $400\text{--}500^\circ\text{C}$  и длительной стабилизацией проводов (порядка  $50\text{--}200$  ч) при температурах  $100\text{--}150^\circ\text{C}$ .

#### Заключение

В работе сделан обзор литературы о современных высокоомных сплавах, обладающих малым температурным коэффициентом электрического сопротивления в широком диапазоне температур от  $-60^\circ\text{C}$  до  $+400^\circ\text{C}$ .

Лучшие из этих сплавов обладают хорошей пластичностью, позволяющей получить проволоку диаметром 10 мкм, антикоррозийностью и достаточно высокой стабильностью во времени ( $1\text{--}5 \cdot 10^{-4}\%$  в год), а также высокой механической прочностью («хрвангал»).

Температурный коэффициент сплавов допускает возможность регулирования его при помощи термической обработки.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Driver H. USPN 981542, 10 1911.
2. Sebast F. M. USP № 1668074, 1916.
3. Allen V. O., Polak J. F. Electrical resistance alloy. Pat. 2293878, March 30, 1942.
4. Займовский А. С. Новые электротехнические сплавы. Труды всесоюзной технической конференции, вып. VIII. Госэнергоиздат, 1945.
5. Равдель М. П., Евдокимова О. И. Сплав на основе марганца. Авт. свид. № 169257, «Открытия, изобр., промышл., образцы», Бюллетень № 6, 1965.
6. Schneider J. F., Sivil C. S. Verwendung einer Legierung auf Gold—Palladium—Basis für elektrische Widerstandskörper. Pat. N 1186636, опубли. 7. 10. 1965.
7. Zwingmann G. Edelmetall—Legierung auf Gold—Palladium—Basis mit hohem spezifischem elektrischem Widerstand. Пат. ФРГ № 1236207, опубли. 28. 9. 1967.
8. Савицкий Е. М., Полякова В. П., Тылкина М. А. Сплавы палладия. «Наука», 1967.
9. Ито Томоо, Коэи Кнеси. Сплав на основе титана с незначительным коэффициентом электросопротивления. Японский патент № 12084, опубли. 4. 7. 1966.
10. Корнилов И. И., Михеев В. С., Константинов К. М. Исследование удельного электросопротивления сплавов системы Ti—Al при температурах от комнатной до  $1200^\circ\text{C}$ . Ж. «Физика металлов и металловедение», 1963, т. 16, в. 1.
11. Jackson J. H., Kavanaugh J. F. Resistor. alloy. Патент США 2817586, опубли. 24. 12. 1957.

12. Peterson C. Силы для прецизионных сопротивлений. Сб. «Точные электрические измерения. Изд-во иностр. лит. 1959.
13. Семенова Н. В., Панкратова Л. С., Агароник В. Я., Платова С. Н., Горшков А. И. Сплав на основе никеля. Авт. свид. № 177073. «Открытия, изобр., промыш. образцы». Бюллетень № 24, 1965.
14. Arnold A. Alternating Current resistance standards, P I E E, 1953, v. 100, № 75, p. 319.
15. New Alloy Has Improved Electrical Resistance Properties, Materials and Methods, 1948, v. 28, N 2, p. 62.
16. Edmunds E. E., Lichter A. S., Poch S. Electrical resistance wire. Pat. USA, № 2996378, опубли. 15. 08. 1961.
17. James M. Lohr. Electric resistance element and method of heat-treatment. Pat. № 253373, опубли. 16. 12. 1948.
18. Resistances, potentiometers and rheostats. «Ond. francachats et entret mater. industr.», 1958, v. 7., № 74, pp. 409, 411—412; № 75, pp. 529, 531—532.
19. Блинов В. В., Кухарь В. В. Сплав сопротивления на основе никеля. Авт. свид. № 241677., «Открытия, изобр., промыш. образцы», Бюллетень № 14, 1969.
20. Neutsch A. Zum Temperaturgang des Widerstandes von Legierungen auf Ni—Cr—Basis. Neue Hütte, H. 9, 1963.
21. Бендер, Корн. Об исследованных материалов для точных сопротивлений. Отчет Германского управления по измерительной технике. Консультативный комитет по электричеству № 19, 1962.
22. Елютин О. П., Бокшицкий И. Я., Рогова И. В., Сорокин М. Н. Высокоомный сплав. Авт. свид. № 197970. «Открытия, изобр., промыш. образцы», Бюллетень № 13, 1967.
23. Жемчужный С. Ф., Уразов Г. Г., Рыковсков А. Е. Сплавы марганца с медью и никелем. Известия политехн. ин-та, 1907, № 8.
24. Жемчужный С. Ф., Погодин С. А., Финкейзен В. А. О сплавах высокого электросопротивления. Материалы для изучения естественных производительных сил России, № 49, Изд. Российской АН, Л., 1924.
25. Valentiner S., Becker G. Z. Phys., 1934/1935, Bd. 93, S. 795.
26. Dean R. S., Long J. R., Graham T. R., Potter E. V., Hayes E. T. Trans. Amer. Soc. Metals, 1945, v. 34, p. 443.
27. Агладзе Р. И., Мохов В. М., Толчашвили Л. И. О сплавах марганца с медью и никелем. Ин-т металла и горного дела АН Грузинской ССР, Сб. раб., 1954.
28. Жемчужный С. Ф., Погодин С. А. О температурном коэффициенте электросопротивления марганца и константана. «Материалы для изучения естественных производительных сил России», № 49, изд-во Российской АН, Л., 1924.
29. Rohm W. Z. Metallkunde, 1927, Bd. 19, S. 196.
30. Thomas H. Über Widerstandslegierungen. Z. f. Physik. 1951, Bd. 129, H. 2, S. 219—232.
31. Кестер В., Рохолл П. Силы Ni—Cr. Сб. «Тонкая структура и свойства твердых растворов». Пер. с нем. «Металлургия», 1968.
32. Семенова Н. В. К вопросу об аномалии электрического сопротивления сплава NiCr. Сб. трудов ЦНИИЧМ, вып. 22. Metallurgizdat, 1959.
33. Taylor A., Hinton K. J. Inst. Metals, 1952, v. 81, p. 1429.
34. Müller H. G., Schulze H. A., Z. Metallkunde, 1951, Bd. 42, S. 120.
35. Nordheim R., Grant N. J. Inst. Metals, 1953/1954, v. 82, p. 440.
36. Saifō Hideo, Morita Hiroaki. Sei. Repts. Res. Inst. Tohoku Univ., 1966, A-18, Suppl. p. 70—83.
37. Ключников Ю. Ф., Пресняков А. А. Аномалии электросопротивления сплавов Cu—Ni «Металловедение и обработка металлов давлением». Труды Ин-та ядерной физики, т. 4. Изд. АН КССР, Алма-Ата, 1961.
38. Антекер И. Л. К вопросу о природе К-состояния в сплавах. Сб. трудов ЦНИИЧМ, в. 22, Metallurgizdat, 1959.
39. Ибрагимов Ш. Ш., Дмитриев В. Д. Влияние облучения на

образование К-состояния в никроме. ФММ, т. 15, в. 4, Изд. АН СССР, Свердловск, 1963.

40. Фридель Ж. Об электронной структуре переходных и тяжелых металлов и их сплавов. Сб. «Теория ферромагнетизма металлов и сплавов». Пер. с англ., Изд-во иностр. лит., 1963.

41. Юм-Розери У. Проблема переходных металлов. Сб. «Электронная структура переходных металлов и химия их сплавов». Пер. с англ. «Металлургия», 1966.

42. Елютин О. П. Сплав с высоким омическим сопротивлением для тензодатчиков. Сб. трудов ЦНИИЧМ, в. 22. Металлургияздат, 1959.

43. Бадитер Е. Я., Брага В. Т., Вейцман М. А. Об измерении химического состава исходных материалов в процессе дутья микропровода. Сб. «Микропровод и приборы сопротивления» в. IV. Изд-во «Карта Молдовеняскэ», Кишинев, 1966.

44. Бадитер Е. Я., Зеликовский З. И., Кейсер Ж. В. О стабильности резисторов из литого марганцевого микропровода. Сб. «Микропровод и приборы сопротивления», в. IV. Изд-во «Карта Молдовеняскэ», Кишинев, 1966.

45. Starr D. C. Properties of Wire for Resistors. Materials Research and Standards, 1966, v. 6, No. 9, pp. 435—440.

Поступила в редакцию  
15/III 1970 г.

УДК 681.2—752

С. Г. РАБИНОВИЧ  
ВНИИМ

### О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ К СОТРЯСЕНИЯМ ПРИБОРОВ С ПОДВИЖНОЙ ЧАСТЬЮ НА РАСТЯЖКАХ

Статья посвящена анализу влияния степени успокоения на устойчивость к сотрясениям чувствительных магнитоэлектрических приборов со световым указателем и с подвижной частью, укрепленной на растяжках.

Непосредственные наблюдения показывают, что после толчка такого прибора понижается четкость очертаний его светового указателя и последний некоторое время колеблется около своего первоначального положения. Оба явления вредны, но для чувствительных приборов (гальванометров и гальванометрических автокомпенсаторов) наибольшее значение имеет второе.

Смещение светового указателя для большинства современных гальванометров можно считать обусловленным поворотом их подвижной части и не связанным с ее поперечными перемещениями. Устройство оптической системы, сообщающей приборам это свойство, приведено в работе [1].

Поворот подвижной части прибора свидетельствует о воздействии на нее некоторого момента, в данном случае — момента помехи, который возникает вследствие толчка. Поэтому интересно исследовать возможность уменьшения реакции прибора на момент помехи путем соответствующего выбора его параметров.

Дифференциальное уравнение движения подвижной части гальванометра под влиянием момента помехи  $M_n(t)$  в общем случае имеет вид

$$J\alpha'' + P\alpha' + W_M\alpha = M_n(t).$$

Здесь  $J$ ,  $P$ ,  $W_M$  — момент инерции подвижной части, коэффициент успокоения и удельный противодействующий момент гальванометра, соответственно;  $\alpha$  — угол поворота подвижной части гальванометра.

Перейдем от конструктивных параметров  $J$ ,  $P$ ,  $W_M$  к эксплуатационным — угловой частоте собственных колебаний  $\omega_0 = \sqrt{\frac{W_M}{J}}$  и степени успокоения  $\beta =$

$= \frac{P}{2 \sqrt{J W_M}}$  прибора. Продолжительность интервалов времени выразим в от-  
носительной форме, согласно соотношению  $\tau = \omega_0 t$ . Обращаясь затем к оператор-  
ной форме, получим передаточную функцию гальванометра по отношению к мо-  
менту помехи

$$\Phi_n(s) = \frac{\alpha(s)}{M_n(s)} = \frac{1}{M_M} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\beta s + 1},$$

где  $s$  — оператор преобразования Лапласа.

Подставив в это выражение  $s = j \frac{\omega}{\omega_0}$  и выполнив простые преобразования, получим амплитудно-частотную характеристику реакции гальванометра на помеху

$$(\Phi_n)\omega = \frac{1}{W_M} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \beta^2}}, \quad (1)$$

где  $\omega$  — текущее значение угловой частоты помехи.

Рассмотрим влияние степени успокоения  $\beta$  на амплитуду отклонений подвижной части гальванометра. Однако нужно обратить внимание на то, что степень успокоения тесно связана с важным эксплуатационным параметром приборов — их временем успокоения. Поэтому исследование следует вести, исходя из условия, что время успокоения прибора при всех значениях  $\beta$  остается неизменным.

Время успокоения  $t_y$  магнитоэлектрических приборов применительно к определению этого параметра, введенному ГОСТ 1845—59, может быть аппроксимировано зависимостями [2]

$$\left. \begin{aligned} t_y &= 0,60 \frac{T_0}{\beta} \text{ при } \beta < 0,8, \\ t_y &= 1,24\beta T_0 \text{ при } \beta > 1,5, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$  — период свободных колебаний подвижной части гальванометра.

Случай, когда  $0,8 < \beta < 1,5$ , как промежуточные, для простоты рассматривать не будем.

Введем в уравнение (1) угловую частоту  $\omega_0$ , выраженную через  $t_y$  и  $\beta$  с помощью соотношений (2):

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot 0,60}{t_y \beta} \text{ при } \beta < 0,8$$

и

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot 1,24\beta}{t_y} \text{ при } \beta > 1,5.$$

Кроме того, от угловой частоты  $\omega$  перейдем к частоте  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ .

При  $\beta < 0,8$ , обозначив  $v = f t_y$ , получим

$$\Phi_{n1} = \frac{1}{W_M} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - 2,8v^2\beta^2)^2 + 11v^2\beta^4}} \quad (3)$$

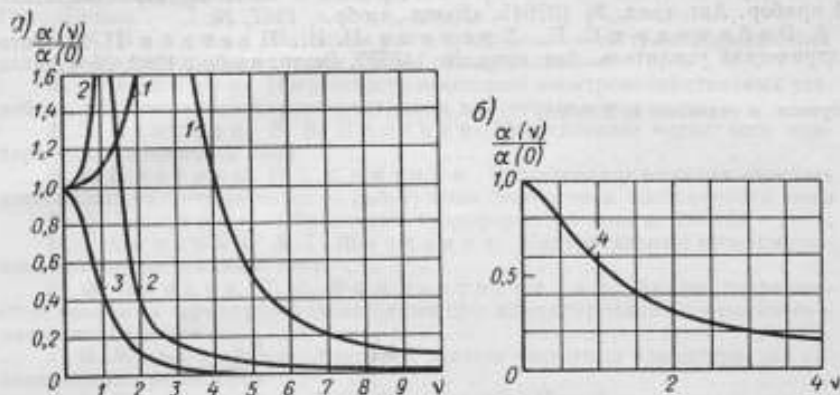
и при  $\beta > 1,5$ .

$$\Phi_{n2} = \frac{1}{W_M} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 - 0,65 \frac{v^2}{\beta^2}\right)^2 + 2,6v^2}} \quad (4)$$



Как следует из уравнения (3) и соответствующих ему графиков, приведенных на рисунке а, пока  $\beta < 0,8$ , увеличение степени успокоения уменьшает отклонение подвижной части прибора и поэтому полезно. Но при  $\beta > 1,5$ , как показывает уравнение (4), степень успокоения оказывает чрезвычайно слабое влияние на амплитудно-частотную зависимость. Так, изменение степени успокоения от  $\beta = 2$  до  $\beta = 10$  во всем представляющем интерес диапазоне частот  $0 < \nu < 10$  приводит к изменению амплитудно-частотной зависимости менее чем на 3% (от отклонения при  $\nu = 0$ ). Поэтому увеличение степени успокоения при  $\beta > 1,5$  уже бесполезно. Амплитудно-частотная зависимость при  $\beta = 2$  показана на рисунке б.

Полученные выводы хорошо согласуются с заключением о нецелесообразности значительного переуспокоения гальванометров, к которому привел ав-



Амплитудно-частотные зависимости отклонений подвижной части гальванометра от приложенного к ней момента

а — 1, 2 и 3 — зависимости, соответствующие степени успокоения 0,2; 0,5 и 0,8; б — 4 — зависимость, соответствующая степени успокоения 2.  
 $\alpha(\nu)$  — отклонение при частоте  $\nu$ ;  $\alpha(0)$  — отклонение при  $\nu = 0$ .

тора статьи опыт разработки и осуществления различных фотогальванометрических автокомпенсационных приборов. Тем самым косвенно подтверждается правотворность принятого выше описания момента помехи в виде гармонического колебания с постоянной амплитудой, не зависящей от частоты. Обычно же считалось, что момент помехи обусловлен неуравновешенностью подвижной части [3]. В этом случае амплитуда момента помех пропорциональна квадрату частоты, и из анализа вытекает целесообразность применения гальванометра с возможно большей степенью успокоения. Однако прямые эксперименты, результаты которых опубликованы в статье [4], показали, что обычная неуровненность подвижной части, укрепленной на растяжках, не имеет практически никакого влияния на чувствительность приборов к сотрясениям.

Из изложенного следует, что с учетом влияния сотрясений для рассматриваемых приборов целесообразен режим со степенью успокоения  $\beta \approx 2$ , причем указанное значение не критично. Отсюда также следует вывод о том, что изменением степени успокоения нельзя существенно понизить чувствительность гальванометров к сотрясениям.

Как показало экспериментальное исследование [4] и последующая практика, действительно эффективным методом устранения влияния сотрясений на рассматриваемые приборы является успокоение пресеющих им поперечных колебаний подвижной части. Применение с этой целью миниатюрных жидкостных успокоителей, охватывающих растяжки [5, 6], дало превосходные результаты.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Куликовский Л. Ф., Медик-Шахназаров А. М., Рабинович С. Г., Селибер Б. А. Гальванометрические компенсаторы. «Энергия», 1964.
2. Рабинович С. Г. Влияние сопротивления цепи измерения на динамику гальванометрических автокомпенсационных приборов. Труды метрологических институтов СССР, вып. 82 (142). Изд-во стандартов, 1965.
3. Мильштейн В. Н. Энергетические соотношения в электронизмерительных приборах. Госэнергондат, 1960.
4. Рабинович С. Г. Фотокомпенсационные усилители с гальванометрами на растяжках. «Измерительная техника», 1961, № 2.
5. Гуральник С. Н., Красперович А. Н. Электронизмерительный прибор. Авт. свид. № 107645. «Бюлл. изобр.», 1957, № 7.
6. Рабинович С. Г., Хренков П. И., Цветков П. И. Фотоэлектрический усилитель. Авт. свид. № 147677, Бюлл. изобр., 1962, № 11.

Поступила в редакцию 13/X 1970 г.



*[The text in this section is extremely faint and largely illegible. It appears to be a detailed technical description or a series of footnotes related to the graphs and the literature cited above.]*

## Содержание

Предисловие . . . . .	3
В. М. Байков. Методика расчета погрешностей трансформаторных делителей напряжения от токов утечки между секциями . . . . .	4
А. З. Векслер. Погрешность некоторых электронизмерительных устройств, обусловленная характеристиками магнитных материалов . . . . .	14
А. З. Векслер, В. В. Плетнев. Исследование магнитного компаратора постоянного тока . . . . .	21
В. В. Плетнев, Н. Г. Семенов. Исследование влияния внешних постоянных магнитных полей на работу трансформаторов постоянного тока . . . . .	25
Б. В. Захаров. Образцовый трансформатор тока до 25000А . . . . .	31
Н. Г. Семенов, А. Г. Шестаков. Универсальный интегрирующий прибор постоянного тока . . . . .	38
Р. Ф. Акиев, Т. Б. Рождественская. Анализ погрешностей, вносимых термопреобразователями при компарировании переменного и постоянного токов . . . . .	46
Г. В. Мчедлидзе. Методика расчета частотных характеристик коаксиальных резисторов . . . . .	57
С. А. Кравченко, Г. В. Озерова. Новый метод измерения малых углов отклонения сдвига фаз двух напряжений от квадратуры . . . . .	61
Е. В. Виноградов, С. А. Кравченко. Новый метод создания фазозадающих устройств для диапазона инфразвуковых частот . . . . .	72
Е. Д. Колтик. О выборе оконечных каскадов электроннолучевых индикаторов измерительных двухфазных генераторов . . . . .	84
Е. Д. Колтик, Р. В. Яраловили. Проблемы организации проверки статистических анализаторов . . . . .	87
Р. В. Яраловили. Специфика задач спектрального и корреляционного анализа случайных сигналов . . . . .	92
Ю. П. Семенов. Применение теоремы Лэмпарда—Томпсона для определения характеристик диэлектриков . . . . .	95
М. Д. Клионский. О влиянии формы образца при исследовании диэлектрических свойств твердых материалов неконтактными методами . . . . .	104
В. В. Кухарь. Сплавь высокого удельного сопротивления для измерительных приборов . . . . .	110
С. Г. Рабинович. О чувствительности к сотрясениям приборов с подвижной частью на растяжках . . . . .	117
Рефераты публикуемых статей . . . . .	

## РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.316.722.4.088.001.24 : 621.314

### МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ОТ ТОКОВ УТЕЧКИ МЕЖДУ СЕКЦИЯМИ

**В. М. Байков**

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138(198), 1972 г., стр. 4—14.*

Приведена методика расчета погрешностей трансформаторных делителей напряжения от токов утечки между секциями. Методика изложена на примере двухкаскадного трансформаторного делителя на одном магнитном сердечнике. Выведены формулы для расчета погрешностей однокаскадных трансформаторных делителей, выполненных по широко распространенным схемам.

Таблиц 6, иллюстраций 3, библиографий 2.

УДК 621.317.7.088

### ПОГРЕШНОСТЬ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

**А. З. Векслер**

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138(198), 1972 г., стр. 14—20.*

Излагается метод определения погрешности электроизмерительных устройств с магнитными элементами, вносимой несовершенством последних. Показано, что эта погрешность в некоторых случаях обусловлена магнитными характеристиками. Приведены примеры, иллюстрирующие удовлетворительное согласие между результатами определения погрешностей предлагаемым методом и данными непосредственной поверки.

Библиографий 9, иллюстраций 6.

УДК 621.311.082.74

### ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО КОМПАРАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

**А. З. Векслер, В. В. Плетнев**

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138(198), 1972 г., стр. 21—25.*

Приведено краткое описание принципа действия неуравновешенного магнитного компаратора для измерения постоянного тока до 25 000 А и поверки шунтов и трансформаторов. Показано, что погрешность компаратора может быть доведена до 0,02—0,03%.

Таблица 2, иллюстраций 1, библиографий 4.

УДК 621.314.1.084.88

### ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВНЕШНИХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАБОТУ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

**В. В. Плетнев, Н. Г. Семенко**

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138(198), 1972 г., стр. 25—31.*

Приведены результаты экспериментального исследования влияния внешних магнитных полей на работу трансформаторов постоянного тока при соединении их обмоток по параллельной и последовательной схеме, а также при разделении обмоток на несколько параллельных секций. Исследовано влияние близко расположенной прямой параллельной шины с обратным током, а также поперечной шины, расположенной на определенных расстояниях от исследуемого трансформатора. Полученные результаты показывают, что погрешности трансформаторов изменяются не более чем на 1/5 часть от их первоначальных значений при сокращении расстояний до 1 м.

Приведены сведения по перераспределению токов в параллельных секциях обмоток при наличии внешних полей.

Таблиц 4, библиографий 3, иллюстраций 4.

УДК 621.314.2.089.68

### ОБРАЗЦОВЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ТОКА ДО 25 000 А

Б. В. Захаров

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 31—35.*

Излагаются результаты теоретического и экспериментального исследования одно-виткового тороидального трансформатора переменного тока промышленной частоты. Трансформатор разработан как образцовый для проверки измерительных трансформаторов большого тока класса точности 0,1 и менее точных.

Рассматриваются способы уменьшения и стабилизации погрешностей трансформатора, приведены его основные технические данные.

Таблиц 1, библиографий 6, иллюстраций 4.

УДК 681.335.7

### УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИНТЕГРИРУЮЩИЙ ПРИБОР ПОСТОЯННОГО ТОКА

Н. Г. Семенко, А. Г. Шестаков

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 33—40.*

Описан универсальный прибор, включающий в себя три отдельных счетчика: ампер-, вольт- и ватт-часов. Рассмотрен принцип действия и устройство отдельных узлов прибора.

В основу действия прибора положен принцип преобразования значений тока и напряжения в частоту следования импульсов. В качестве преобразователей используются двухтактные генераторы с насыщающимся трансформатором. Приведен анализ погрешностей каждого счетчика и результаты испытаний. Погрешности счетчиков ампер- и вольт-часов не превосходят 0,2%; счетчика ватт-часов — 0,5%.

Библиографий 6, иллюстраций 7.

УДК 621.317.311.312

### АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ, ВНОСИМЫХ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПРИ КОМПАРИРОВАНИИ НАПРЯЖЕНИЙ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Р. Ф. Аксаев, Т. Б. Рождественская

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 45—57.*

Рассматриваются источники погрешностей термоэлектрических преобразователей напряжения, выведены более полные формулы для расчета ряда погрешностей, в том числе погрешности за счет емкости между нагревателями и термпарой, остаточных реактивностей, а также скин-эффекта.

Библиографий 14, иллюстраций 7, таблиц 3.

УДК (621.316.8 : 621.315.212) : 621.317.616

### МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОАКСИАЛЬНЫХ РЕЗИСТОРОВ

Г. В. Мчедладзе

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 57—61.*

Рассмотрен вопрос о точном измерении сопротивления на переменном токе. Показана необходимость использования в качестве образцовых мер сопротивления переменного тока резисторов с расчетными частотными характеристиками. Представление физической модели резистора в виде элемента с распределенными параметрами дало возможность выразить его частотную характеристику  $R_{\omega}/R_0$  в зависимости от его геометрических размеров, частоты переменного тока и электромагнитных свойств окружающей среды.

Иллюстраций 2, библиографий 9.

УДК 621.317.321.018.12

### НОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ УГЛОВ ОТКЛОНЕНИЯ СДВИГА ФАЗ ДВУХ НАПРЯЖЕНИЙ ОТ КВАДРАТУРЫ

С. А. Краченко, Г. В. Озерова

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 61—72.*

Излагаются результаты теоретических и экспериментальных исследований по измерению малых углов отклонения (до  $6^\circ$ ) от  $90^\circ$  на фиксированных частотах в диапазоне низких частот (а именно, 500 Гц).

Исследованы погрешности метода. Показано, что абсолютная погрешность созданного на этом методе прибора для измерения отклонений не превышает  $0,45^\circ$  при чувствительности порядка  $0,008-0,01^\circ$ .

Иллюстраций 8, библиографий 4.

УДК 621.3.018.1

### НОВЫЙ МЕТОД СОЗДАНИЯ ФАЗОЗАДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ИНФРАЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Е. В. Виноградов, С. А. Краченко

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 72—84.*

Рассматривается новый метод создания фазозадающих устройств на частоты от 0,001 до 1000 Гц. Метод заключается в использовании двойного преобразования частоты в двухканальной системе. Дается теория метода и описание созданного прибора, имеющего погрешность приращенной фазы  $0,009^\circ$ .

Таблиц 3, библиографий 4, иллюстраций 8.

УДК 621.317.765

### О ВЫБОРЕ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫХ ИНДИКАТОРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ДВУХФАЗНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Е. Д. Колтик

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 84—87.*

Показано, что при использовании многократных фигур Лиссажу для измерения фазовых сдвигов низкочастотное напряжение должно иметь трапецеидальную форму. Приведены рекомендации по выбору оконечных каскадов электроннолучевых индикаторов (ЭЛИ) двухфазных генераторов; получена формула для расчета горизонтально отклоняющего напряжения ЭЛИ.

Библиографий 2, иллюстраций 1.

УДК 621.317.757

### ПРОБЛЕМЫ ОРГАНИЗАЦИИ ПОВЕРКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Е. Д. Колтик, Р. В. Ярашовицки

*Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 87—92.*

Обсуждаются основные проблемы организации поверки новой группы измерительных и анализирующих приборов — статистических анализаторов (СА). К числу этих проблем относятся: обеспеченность единства терминологии, разработка методов поверки и создание специализированной образцовой поверочной аппаратуры.

Подробно рассмотрен вопрос выбора метода поверки и определения оптимального вида сигнала образцового генератора из трех возможных: случайного, детерминированного и псевдослучайного. Рассмотрены известные устройства, позволяющие их использовать с целью поверки СА. Определены их достоинства и недостатки.

Предложен метод поверки с помощью генератора псевдослучайных сигналов. Приведено выражение для описания одного из таких сигналов.

Библиографий 5, иллюстраций 2.

### СПЕЦИФИКА ЗАДАЧ СПЕКТРАЛЬНОГО И КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗОВ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Р. В. Яраловили

*Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 92—95.*

Спектральная плотность и корреляционная функция связаны трансформантой Фурье. При решении тех или иных задач статистического анализа формально безразличен выбор одной из этих двух характеристик. Однако ряд практических тонкостей определяет предпочтительный выбор. Рассмотрены практические задачи и даны частные рекомендации по выбору вида анализа. Подобные рекомендации отсутствуют в известной литературе и помогают рационализации исследований случайных процессов.

УДК 621.315.61

### ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРЕМЫ ЛЭМПАРДА—ТОМПСОНА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ

Ю. Е. Семенов

*Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 95—104.*

Рассматривается возможность применения перекрестных систем для точного определения характеристик диэлектриков. Показано, что при измерении относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$  твердых диэлектриков погрешность от неплотногo прилегания поверхностей электродов и образца может быть значительно снижена по сравнению с большинством наиболее распространенных контактных и неконтактных методов измерений.

Таблиц 2, библиографий 8, иллюстраций 4.

УДК 621.315.61

### О ВЛИЯНИИ ФОРМЫ ОБРАЗЦА ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ НЕКОНТАКТНЫМИ МЕТОДАМИ

М. Д. Клионский

*Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 104—110.*

Рассмотрены разновидности неконтактных методов измерения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\tan \delta$  диэлектрических образцов. Исследовано влияние отклонений от идеальной формы образца на результаты измерения и указаны пути уменьшения возникающей погрешности. Приведена конструкция измерительной ячейки, предназначенной для применения неконтактного метода с двумя иммерсионными средами.

Таблиц 3, иллюстраций 3, библиографий 5.

УДК 54—19: 621.317

### СПЛАВЫ ВЫСОКОГО УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

В. В. Кухарь

*Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 110—117.*

Дан обзор литературы о современных высокоомных пластичных сплавах, обладающих малым температурным коэффициентом электрического сопротивления в широком диапазоне температур ( $-60—400^\circ\text{C}$ ) с линейной температурной зависимостью, приведены их составы и свойства. Большое внимание уделено влиянию термической обработки на физические свойства сплавов. Даны рекомендации для получения оптимальных электрических свойств провода из высокоомных сплавов.

Библиографий 45, иллюстраций 7, таблиц 1.

## О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ К СОТРЯСЕНИЯМ ПРИБОРОВ С ПОДВИЖНОЙ ЧАСТЬЮ НА РАСТЯЖКАХ

С. Г. Рабинович

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 138 (198), 1972 г., стр. 117—120.

Показано, что при фиксированной времени успокоения для уменьшения влияния сотрясений на чувствительные магнитоэлектрические приборы со световым указателем и подвижной частью на растяжках целесообразен слегка переускокоенный режим ( $\beta \approx 2$ ); дальнейшее увеличение степени усложнения в общем случае бесполезно. Отмечается, что существенно больший эффект дает применение ускокоителей поперечных колебаний подвижной части, в частности — миниатюрных жидкостных ускокоителей, охватывающих растяжки.

Библиографий 6, иллюстраций 1.



## ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 138 (198)

Редактор *Н. Н. Александрова*  
Технический редактор *З. Г. Вагер*  
Корректор *И. М. Тананайская*

Сдано в набор 25/VII 1972 г. Подписано в печать 9/XI 1972 г. М-06832. Бумага типографская № 1. Формат бумаги 60×90 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Печ. л. 8. Уч.-изд. л. 10,3. Тираж 1500 экз. Цена 1 р. 03 к. Заказ № 1603.

Ленинградское отделение издательства «Энергия», Марсово поле, 1

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли, 196126, гор. Ленинград, Социалистическая, 14.



**ИМЕЮТСЯ В ПРОДАЖЕ КНИГИ ПО АВТОМАТИКЕ,  
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ**

**Запоминающие устройства.** Сборник статей. Под ред. Л. П. Крайзера. Вып. 3. 1970. 152 с. 68 к.

**Зарецкас В. С. и Рагульскене В. Л.** Ртутные коммутирующие элементы для устройств автоматики 1971. 104 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 447). 36 к.

**Кибернетику — на службу коммунизму.** Сборник статей. Под ред. А. И. Берга и др. Т. 2. Теория надежности и теория массового обслуживания. 1964. 368 с. 1 р. 66 к.

**Кибернетику — на службу коммунизму.** Сборник статей. Под ред. А. И. Берга. Т. 3. Теория информации. Вычислительная техника. Семнотика. 1966. 312 с. 1 р. 72 к.

**Кибернетику — на службу коммунизму.** Сборник статей. Под ред. А. И. Берга. Т. 4. Математические вопросы кибернетики. Техническая кибернетика. Бионика. Биологическая кибернетика. 1967. 344 с. 1 р. 85 к.

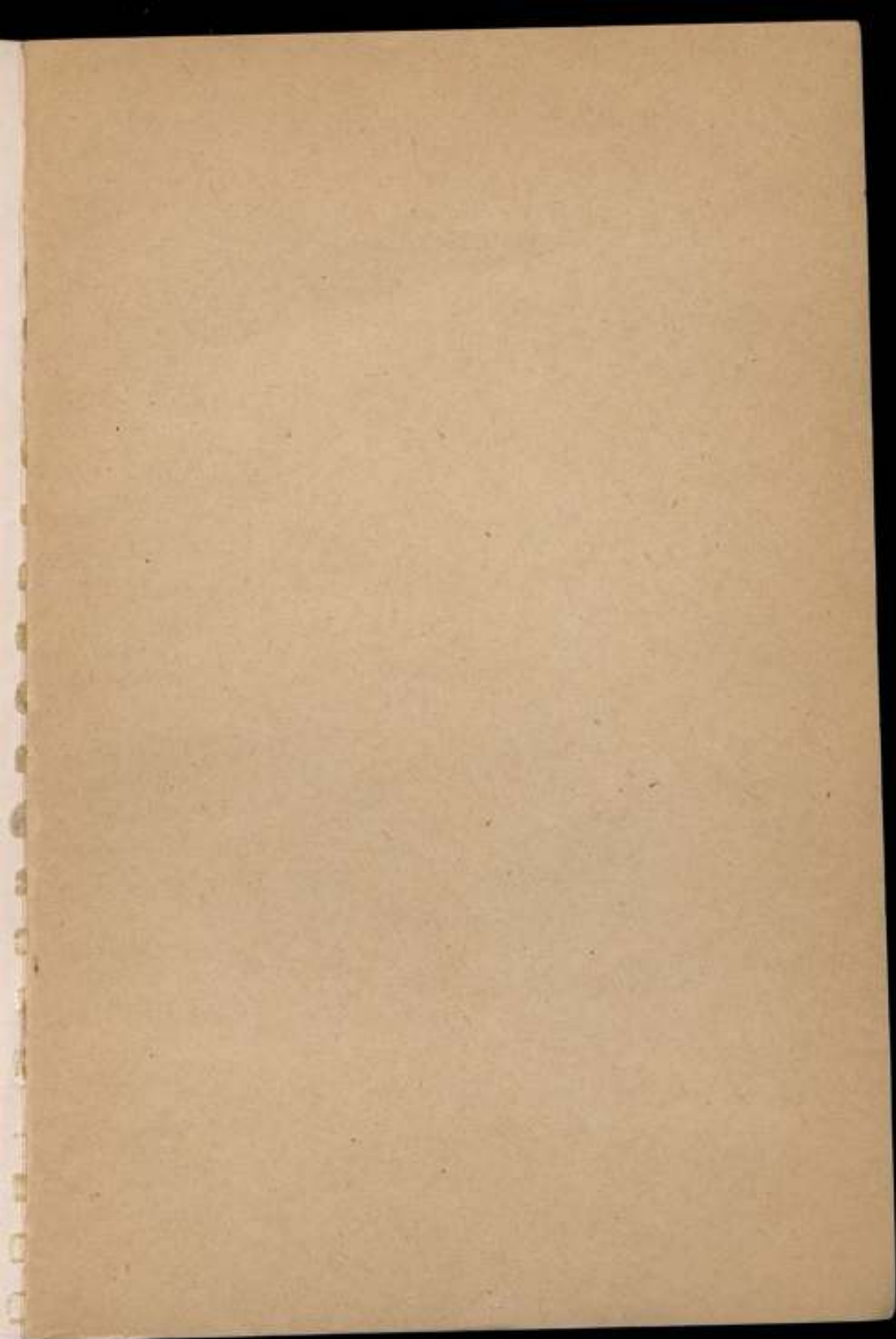
**Ликиардопуло А. Р. и Трофимов Б. Е.** Кодированные электронолучевые трубки и их применение. 1971. 124 с. 56 к.

**Малов В. С. и Дмитриев В. Ф.** Кодо-импульсные телеизмерительные системы. 1969. 192 с. 57 к.

**Мяздриков О. А.** Электрические способы объемной гранулометрии. 1969. 136 с. (Серия «Физические и физико-химические методы контроля и свойств вещества»). 36 к.

**Павленко В. А.** Электрические системы регулирования с сигналом связи постоянного тока. 1971. 455 с. 1 р. 44 к.

Книги высылаются наложенным платежом без задатка  
Заказы принимаются всеми магазинами, имеющими отдел  
«Книга — почтой»



Цена 1 р. 03 к.