

29/IX 76

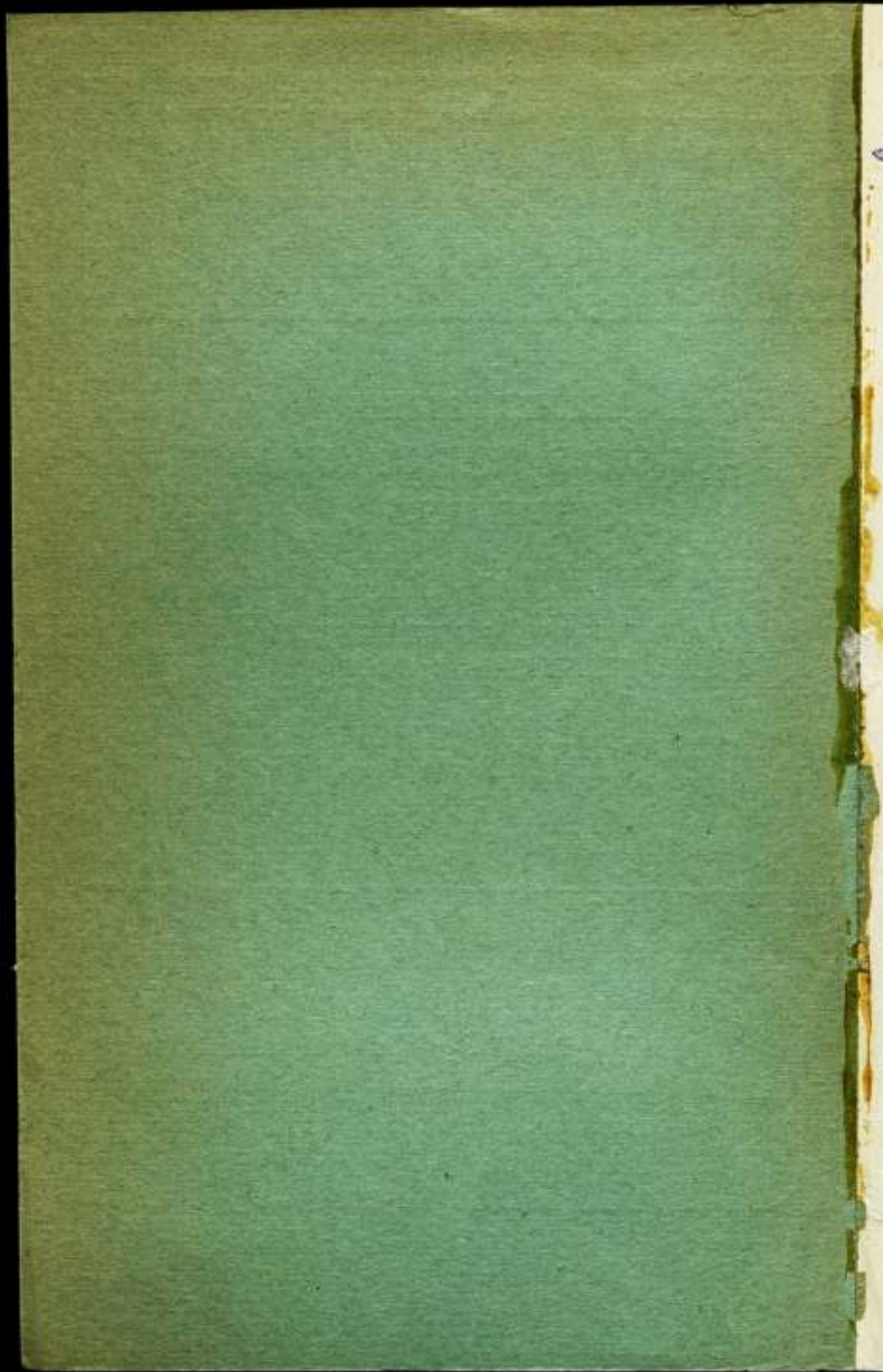
ВСЕСОЮЗНЫЙ
ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ им. Д.И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ
ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 154 (214)





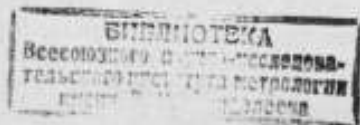
2
ш 166/3
ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО
ЗНАМЕНИ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 154 (214)

Под редакцией д-ра техн. наук Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКОЙ



ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ

МОСКВА

1976

Г $\frac{20407}{085(02)-76}$

© Всесоюзный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева
1976.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Сборник содержит статьи, освещающие некоторые результаты теоретических и экспериментальных работ сотрудников ВНИИМ им. Д. И. Менделеева и его Тбилисского филиала в области точных измерений основных электрических величин.

Одним из основных направлений развития электроизмерительной техники является повышение точности электрических измерений в широком диапазоне значений измеряемых величин. Создание средств измерений для широкого применения в народном хозяйстве страны немыслимо без существенного повышения точности исходных методов и образцовых средств для метрологического обеспечения вновь разрабатываемых мер и приборов.

В сборнике публикуются ряд теоретических работ, результаты экспериментальных исследований и описания новых методов и средств измерений, способствующих существенному повышению чувствительности, точности и стабильности электроизмерительных приборов. В основном, все статьи посвящены решению следующих проблем:

созданию теоретических основ для повышения чувствительности и точности измерения параметров электрических цепей и диэлектриков (сопротивления переменному току, емкости, индуктивности, $\operatorname{tg} \delta$ и др.), созданию образцовых средств измерения этих величин (статьи В. В. Викторова, В. С. Гурьянова, Т. М. Гущиной, И. Я. Клебанова, М. Д. Клионского, Ю. П. Семенова);

разработке принципов построения и методов аттестации нового вида многозначных мер напряжения (калибраторов) постоянного и переменного тока, мер отношения напряжений переменного тока (индуктивных делителей), а также методов аттестации приборов для измерения напряжения и мощности в широком диапазоне частот (статьи Р. Ф. Акнаева, А. Б. Березовского, О. П. Галаховой, Л. Н. Егорычева, Т. Б. Рождественской и А. М. Федорова);

созданию методов и средств измерения и поверки приборов для фазометрии (статьи В. А. Вола, Е. Д. Колтика, С. А. Кравченко, И. К. Позднякова и др.).

Кроме того, освещены результаты работ по созданию методов и средств градуировки и поверки приборов для статистического анализа (статья Г. Д. Свердличенко) и методов статической градуировки преобразователей (А. Б. Курзнер и И. Б. Челпанов). Одна из статей (А. Я. Безикович, В. И. Прицкера) посвящена актуальному вопросу автоматического считывания показаний по шкалам измерительных приборов, решение которого обеспечивает ускорение и повышение точности поверок приборов массового применения.

Сборник предназначен не только для работников метрологической службы, но также и для специалистов электроприборостроения, проявляющих все больший интерес к повышению точности электрических измерений.

Редактор

МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ НАИБОЛЬШЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Чувствительность мостов переменного тока к относительному изменению одного из его полных сопротивлений следует отнести к ряду важнейших характеристик электромагнитных измерительных цепей. Известно большое число публикаций, посвященных расчету чувствительности цепей различных конфигураций [1, 2—6, 8, 9].

Настоящая работа посвящена расчету элементов электромагнитной цепи, необходимых для получения наибольшей чувствительности линейных уравновешенных мостовых цепей переменного тока, схему которых можно изобразить X-образным неавтономным четырехполюсником с двумя сторонами.

Из большого числа задач выбрана одна, наиболее важная — подбор параметров плеч моста при заранее заданных параметрах источника питания и измерительного прибора, служащего для наблюдения за процессом уравновешивания цепи. Для уравновешенной цепи, составленной из линейных элементов, э. д. с. генератора не влияет на условие равновесия и для удобства расчетов принимается равной единице.

В качестве измерительного прибора выбирается аппаратура, чувствительная только к изменению амплитудных значений напряжений на выходе (в диагонали) моста. Допускается, что чувствительность измерительного прибора сохраняется постоянной.

На основании изложенного можно сформулировать задачу следующим образом:

требуется найти параметры элементов уравновешенной мостовой цепи, соответствующие максимуму модуля чувствительно-

сти по напряжению $M_{(S)}^{(1)}$ моста к относительному изменению полного сопротивления в одном из плеч этого моста.

Ниже рассматриваются некоторые методы получения максимума $M_{(S)}^{(1)}$.

Аналитический метод исследования максимума $M_{(S)}^{(1)}$.

Каждое из сопротивлений в цепи моста переменного тока является комплексом вида

$$\bar{Z}_i = Z_i e^{j\varphi_i}, \quad (1)$$

где $i = 1, 2, 3, 4, y, r$ (рис. 1).

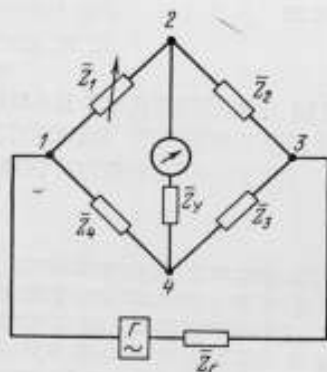


Рис. 1.

Чувствительность моста в общем виде является функцией всех его сопротивлений [1]. Для уменьшения размерности исследуемой функции обычно используют новые независимые переменные (табл. 1):

$$\bar{X}_i = X_i e^{j\theta_i}. \quad (2)$$

Выражения для расчетных параметров моста X_i

Таблица 1

i	$X_i e^{j\theta_i}$	Форма записи расчетного параметра	
		модуль	аргумент
1	$X_1 e^{j\theta}$	$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3}$	$\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_4 - \varphi_3$
2	$X_2 e^{j\theta}$	$\frac{Z_3}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_1}$	$\varphi_3 - \varphi_2 = \varphi_4 - \varphi_1$
3	$X_3 e^{j\theta}$	$\frac{Z_r}{Z_1}$	$\varphi_r - \varphi_1$
4	$X_4 e^{j\theta}$	$\frac{Z_1}{Z_y}$	$\varphi_1 - \varphi_y$

Тогда чувствительность моста определяется по формуле [1]

$$\bar{S}_{(s)}^{(1)} = \frac{\bar{X}_1}{\bar{\Sigma}_1 \bar{\Sigma}_2} = \frac{\bar{X}_1}{[1 + \bar{X}_1 + \bar{X}_4(1 + \bar{X}_2)] \left[1 + \bar{X}_1 + \frac{\bar{X}_1}{\bar{X}_2} \bar{X}_3(1 + \bar{X}_2) \right]} = M_{(s)}^{(1)} e^{j\varphi}. \quad (3)$$

Отсюда модуль чувствительности моста

$$M_{(s)}^{(1)} = \frac{X_1}{\Sigma_1 \Sigma_2}; \quad (4)$$

где

$$\Sigma_1 = \sqrt{(1 + 2X_1 \cos \beta + X_1^2) + X_4^2(1 + 2X_2 \cos \gamma + X_2^2) + 2X_4 \Sigma_3};$$

$$\Sigma_2 = \sqrt{(1 + 2X_1 \cos \beta + X_1^2) + \left(\frac{X_1}{X_2} X_3\right)^2 (1 + 2X_2 \cos \gamma + X_2^2) + 2 \frac{X_1}{X_2} X_3 \Sigma_4};$$

$$\Sigma_3 = X_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_y) + X_2 [X_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_y) + \cos(\varphi_4 - \varphi_y)] + \cos(\varphi_1 - \varphi_y);$$

$$\Sigma_4 = X_1 \cos(\varphi_4 - \varphi_r) + X_2 [X_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_r) + \cos(\varphi_2 - \varphi_r)] + \cos(\varphi_3 - \varphi_r).$$

Таким образом, объектом исследования является аналитическая функция, регулярная во всей области изменения параметров, за исключением конечного числа точек, где функция обращается в бесконечность. Эти точки, называемые полюсами, определяются из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Sigma}_1 &= 1 + \bar{X}_1 + \bar{X}_4(1 + \bar{X}_2) = 0 \\ \bar{\Sigma}_2 &= 1 + \bar{X}_1 + \frac{\bar{X}_1}{\bar{X}_2} \bar{X}_3(1 + \bar{X}_2) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Отсюда легко определить

$$\bar{X}_4 = -\frac{1 + \bar{X}_1}{1 + \bar{X}_2}; \quad \bar{X}_3 = -\frac{\bar{X}_2}{\bar{X}_1} \frac{1 + \bar{X}_1}{1 + \bar{X}_2} \quad (6)$$

$$\text{или } \bar{Z}_y = -\bar{Z}_{yy} = \bar{Z}_{yy} e^{j\varphi}; \quad \bar{Z}_r = -\bar{Z}_{rr} = \bar{Z}_{rr} e^{j\varphi}, \quad (6a)$$

где Z_{yy} , Z_{rr} — входные сопротивления цепи моста со стороны зажимов измерительного прибора и источника питания [1].

Уравнения (6a) соответствуют условиям полного резонанса для участков мостовой цепи: мост—указатель, генератор—мост.

В статье чувствительность моста предполагается непрерывной функцией параметров $\bar{X}_1 \div \bar{X}_4$ во всей области ее определения, т. е. полюсы в дальнейшем не рассматриваются. Согласно принципу максимума модуля аналитической функции, выражение (3) не принимает экстремальных значений ни для одного из значений переменного внутри области определения этой функции [7]. Это означает, что при отыскании максимумов модуля аналитической функции необходимо исследовать лишь точки на границах области определения функции. Как это впервые было отмечено Попеску [3], принцип максимума модуля аналитической функции не всегда учитывается авторами, занимающимися анализом чувствительности мостов переменного тока. Это в ряде случаев приводит к ошибкам [4].

Будем считать, что заданы три полных сопротивления моста: регулируемого элемента \bar{Z}_1 , измерительного прибора \bar{Z}_y и источника питания \bar{Z}_r .

Таким образом, задача сводится к отысканию оптимальной величины трех оставшихся полных сопротивлений: $\bar{Z}_2, \bar{Z}_3, \bar{Z}_4$ (см. рис. 1). Переходя к вспомогательным параметрам моста, задачу можно окончательно сформулировать следующим образом: заданы \bar{X}_3, \bar{X}_4 , требуется определить оптимальные параметры \bar{X}_1 и \bar{X}_2 .

Установим граничные значения изменений модулей и аргументов независимых переменных. Исследуемая функция $S_{(Z)}^{(1)}$ определена в четырехмерном комплексном пространстве, характеризуемом параметрами $\bar{X}_1, \bar{X}_2, \bar{X}_3, \bar{X}_4$. Максимум модуля этой функции достигается на пересечении границ областей определения $X_1 \dots X_4$. Границами изменения модулей будут

$$0 < X_i < \infty \quad (i = 1, 2, 3, 4), \quad (7)$$

так как значения $X_i = 0$ и $X_i = \infty$ исключаются из рассмотрения.

Фазовые границы параметров \bar{X}_i , полученные из условий равновесия моста, представлены в табл. 2. С учетом неравенства (7) и данных табл. 2 области изменения комплексных $\bar{X}_1 \div \bar{X}_4$ приведены в табл. 3. Как видно, максимумы модуля чувствительности имеют место лишь для тех мостов переменного тока, плечи которых составлены из элементов электромагнитных цепей, не содержащих остаточных параметров («идеальных» резисторов, катушек индуктивностей, конденсаторов).

Исходя из этих соображений, предлагается классификация мостов переменного тока (табл. 4).

В зависимости от вида составляющих плеч элементов мосты разделяются на шесть групп (I, II ... VI), каждая из которых в свою очередь, состоит из четырех подгрупп (А, Б, В, Г). Это дает возможность каждой из 24 канонических схем (см. табл. 4)

Таблица 2

Фазовые границы параметров $X_1 - X_4$

$\delta = \varphi_x - \varphi_y; \theta = \varphi_1 - \varphi_2$	$\beta = \varphi_1 - \varphi_2$	$\gamma = \varphi_3 - \varphi_2$
$0; \pm \frac{\pi}{2}; \pm \pi$	0	0 $\pm \frac{\pi}{2}$ $\pm \pi$
	$\pm \frac{\pi}{2}$	0 $\pm \frac{\pi}{2}$
	$\pm \pi$	0

приписать определенное условное обозначение, получаемое из комбинации буквы и римской цифры. Так, если принять последовательности чисел:

$$p = I, II, III; \quad q = IV, V, VI,$$

то мосты первой, второй, третьей групп подгруппы А будут иметь условное обозначение: A_p , т. е. $AI, AII, AIII$ и т. д.

Соответственно принятому модуль чувствительности мостов группы A_p следует записать

$$M_{(S)}^{(1)} = \frac{X_1}{\sum_1^{Ap} \sum_2^{Ap}}. \quad (8)$$

Таким же образом можно записать выражения для модуля чувствительности любой из перечисленных выше 24 схем мостов (табл. 5). Обозначив дополнительно

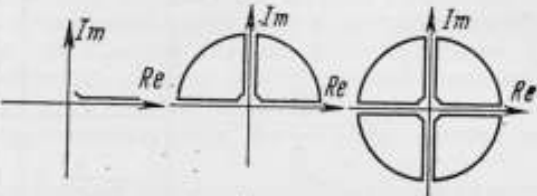
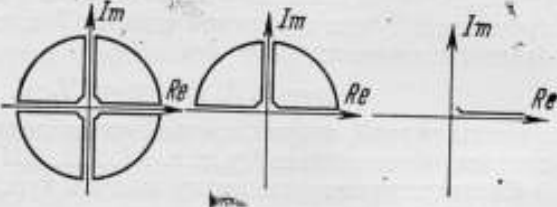
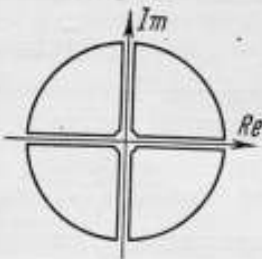
$$\tilde{X}_1 = \pm X_1, \quad (9)$$

получим выражения для сомножителей Σ_1, Σ_2 , приведенные в табл. 4. Для решения задачи надо вычислить производные:

$$\frac{\partial M_{(S)}^{(1)}}{\partial X_1} = 0; \quad \frac{\partial M_{(S)}^{(1)}}{\partial X_2} = 0. \quad (10)$$

Анализ выражений, приведенных в табл. 4 и 5, показывает, что совместное решение системы уравнений (10) в общем виде может быть получено только для мостов подгрупп A_p и A_q . В остальных случаях задача сводится к решению систем нелинейных уравнений высших степеней (выше четвертой), и результат может быть получен либо численными методами, либо путем исследова-

Области определения параметров $\bar{X}_1 + \bar{X}_4$ в комплексной плоскости

Параметр	Область определения
$\bar{X}_1 = \frac{Z_1}{Z_2} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$	
$\bar{X}_2 = \frac{Z_2}{Z_3} e^{j(\varphi_3 - \varphi_1)}$	
$\bar{X}_3 = \frac{Z_r}{Z_1} e^{j(\varphi_r - \varphi_1)}$ $\bar{X}_4 = \frac{Z_1}{Z_y} e^{j(\varphi_1 - \varphi_y)}$	

дования упрощенных (аппроксимированных) функций чувствительности.

Таблица 5

Обобщенные формулы для модуля чувствительности X-образных уравновешенных мостов

Группа мостов	Подгруппа мостов			
	А	Б	В	Г
$p = I, II, III$	$\frac{X_1}{\sum_1^{Ap} \sum_2^{Ap}} = \frac{X_1}{\sum_1^A \sum_2^A}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Bp} \sum_2^A}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^B \sum_2^A}}$	$\frac{X_1}{\sum_1^A \sqrt{\sum_2^{Bp}}} = \frac{X_1}{\sum_1^A \sqrt{\sum_2^B}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Bp} \sum_2^{Bp}}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^B \sum_2^B}}$
$q = IV, V, VI$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Aq} \sum_2^{Aq}}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^A \sum_2^A}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Bq} \sum_2^{Aq}}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^B \sum_2^A}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Aq} \sum_2^{Bq}}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^A \sum_2^B}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^{Bq} \sum_2^{Bq}}} = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_1^B \sum_2^B}}$

Решение задачи для мостов вида Ap и Aq

К особенностям мостов вида Ap и Aq (см. табл. 5) следует отнести реактивность полных сопротивлений генератора и измерительного прибора (указателя).

Используя принятую систему обозначений (см. табл. 4 и 5), перепишем систему уравнений (10) в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial M_{(S)}^{(1)}}{\partial X_1} &= \sum_1^{Ap} \left[\sum_2^{Ap} - X_1 \frac{\partial \sum_2^{Ap}}{\partial X_1} \right] + \sum_2^{Ap} \left[0 - X_1 \frac{\partial \sum_1^{Ap}}{\partial X_1} \right] = 0 \\ \frac{\partial M_{(S)}^{(1)}}{\partial X_1} &= \sum_1^{Aq} \left[\sum_2^{Aq} - X_1 \frac{\partial \sum_2^{Aq}}{\partial X_1} \right] + \sum_2^{Aq} \left[\sum_1^{Aq} - X_1 \frac{\partial \sum_1^{Aq}}{\partial X_1} \right] = 0 \\ \frac{\partial M_{(S)}^{(1)}}{\partial X_2} &= \sum_2^{Ar} \frac{\partial \sum_1^{Ar}}{\partial X_2} + \sum_1^{Ar} \frac{\partial \sum_2^{Ar}}{\partial X_2} = 0 \end{aligned} \right\} (11)$$

где p, q, r принимают следующие дискретные значения:

$p = I, II, III; q = IV, V, VI; r = I, II, III \dots VI$.

Далее решаем системы из двух уравнений (11) (1- и 3-го или 2- и 3-го), связывающих между собой производные параметры моста (9). Для любого из мостов вида Ap система уравнений будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} X_1^2 \tilde{X}_3 (1 + \tilde{X}_3) + X_1^2 \tilde{X}_4 - X_2^2 \tilde{X}_4 - \tilde{X}_2 (1 + \tilde{X}_4) &= 0 \\ X_2^2 \tilde{X}_1 \tilde{X}_4 (1 + \tilde{X}_4) - X_1^2 \tilde{X}_3 + X_2^2 \tilde{X}_4 - \tilde{X}_1 \tilde{X}_3 (1 + \tilde{X}_4) &= 0 \end{aligned} \right\} (12)$$

Значения максимумов модуля чувствительности для мостов подгруппы А

Группа мостов	Максимум модуля чувствительности $M_{(S)}^{(1)}$
I	$\frac{Z_y}{\left[\sqrt{Z_y} + \sqrt{Z_r} + \sqrt{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_4 \pm Z_1)} \right]^2}$
II	$\frac{Z_y}{\left[\sqrt{Z_y} - \sqrt{Z_r} + \sqrt{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_y \pm Z_1)} \right]^2}$
III	$\frac{Z_y}{\left[\sqrt{Z_y} - \sqrt{Z_r} - \sqrt{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_y \pm Z_1)} \right]^2}$
IV	$\frac{Z_y}{\left[\sqrt{Z_y} + \sqrt{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_y \pm Z_1)} \right]^2} + Z_r$
V	$\frac{Z_y}{Z_y + \left[\sqrt{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_y \pm Z_1)} + \sqrt{Z_r} \right]^2}$
VI	$\frac{Z_y}{\left(1 \pm \frac{Z_r}{Z_1}\right)(Z_y \pm Z_1) + (\sqrt{Z_y} - \sqrt{Z_r})^2}$

Примечание. В знаменателе всех выражений знак „плюс“ соответствует $\delta = \theta = 0$, „минус“ $\delta = -\theta = \pm \pi$.

Решая систему (12), получим

$$\dot{X}_1 = \sqrt{\frac{1 + \tilde{X}_1}{1 + \tilde{X}_3}}; \quad \dot{X}_2 = \dot{X}_1 \sqrt{\frac{\tilde{X}_3}{\tilde{X}_4}}. \quad (13)$$

Такой же результат имеем после совместного решения системы (11) для мостов вида Аq.

Переходя от производных параметров моста (9) к основным (см. табл.1), для любого из мостов подгруппы А окончательно получим следующие выражения для оптимальных параметров

$$\begin{aligned} \dot{Z}_2 &= \sqrt{Z_1 Z_y \frac{Z_1 + mZ_r}{Z_y + mZ_1}}; & \dot{Z}_3 &= \sqrt{Z_y Z_r}; \\ \dot{Z}_4 &= \sqrt{Z_1 Z_r \frac{mZ_1 + Z_y}{Z_1 + mZ_r}}, \end{aligned} \quad (13a)$$

где $m=1$ при $\delta = \theta = 0$; $m=-1$ при $\delta = -\theta = \pm \pi$.

В этом случае модуль удельной чувствительности моста переменного тока достигает максимумов, числовые значения которых приведены в табл. 6.

В заключение заметим, что при

$$\delta = 0, \theta = \pm \pi (\varphi_1 = \varphi_r; \varphi_1 = \varphi_y \pm \pi) \text{ и при } \theta = 0, \delta = \pm \pi (\varphi_1 = \varphi_y; \varphi_r = \varphi_1 \pm \pi)$$

система уравнений (11) для мостов подгруппы А совместных решений не имеет.

Частные решения задачи для мостов вида Бр. . . Гq

Во всех случаях, за исключением мостов подгруппы А, невозможно в общем виде получить совместное решение системы уравнений (10). Поэтому ограничимся решением ряда частных задач, упрощая непосредственно вид $M_{(S)}^{(1)}$

К числу наиболее распространенных частных решений следует отнести случай, когда $X_3 = X_4 \rightarrow 0$ [8, 9].

Естественно, что для всех мостов будет справедливо $\dot{X}_1 = 1$, т. е.

$$Z_1 = \dot{Z}_2 = \sqrt{Z_y Z_r}; \quad \dot{Z}_3 = \dot{Z}_4.$$

Однако чаще представляют интерес решения при $\tilde{X}_3 \gg 0$, $\tilde{X}_4 \gg 0$.

Для сокращения введем дополнительные обозначения:

$$\left. \begin{aligned} v_{11}^{Ap} &= v_{13}^{Ap} = 1 + \tilde{X}_1; & \xi_{11}^{Ap} &= 1 + \tilde{X}_1 + \tilde{X}_4 \\ v_{12}^{Ap} &= \tilde{X}_4 + \tilde{X}_2 \tilde{X}_4; & \xi_{12}^{Ap} &= \tilde{X}_2 \tilde{X}_4 \\ v_{14}^{Ap} &= \tilde{X}_1 \tilde{X}_3 + \frac{\tilde{X}_1}{\tilde{X}} \tilde{X}_3; & \xi_{13}^{Ap} &= 1 + \tilde{X}_1 + \tilde{X}_1 \tilde{X}_3 \\ & & \xi_{14}^{Ap} &= \frac{\tilde{X}_1}{\tilde{X}_2} \tilde{X}_3 \end{aligned} \right\} \cdot (14)$$

Тогда уравнение (8) переписывается в виде

$$M_{(S)}^{(1)} = \frac{X_1}{[v_{11}^{Ap} + v_{12}^{Ap}] [v_{13}^{Ap} + v_{14}^{Ap}]} \quad (15)$$

или

$$M_{(S)}^{(1)} = \frac{X_1}{[\xi_{11}^{Ap} + \xi_{12}^{Ap}] [\xi_{13}^{Ap} + \xi_{14}^{Ap}]}$$

Как следует из табл. 4 и 5, чувствительность мостов вида Бр ... Гq зависит от нелинейных функций $\sqrt{\sum_1^{Br}}$, $\sqrt{\sum_1^{Bq}}$, $\sqrt{\sum_2^{Br}}$, $\sqrt{\sum_2^{Bq}}$, что затрудняет решение задачи. Поэтому с целью упрощения вида функций $M_{(S)}^{(1)}$ можно в отдельных случаях применить методы линейной аппроксимации. Используя метод аппроксимации по Маркову [10] и данные табл. 4, получим

$$\sqrt{\sum_1^{Br}} = \sqrt{(v_{11}^{Ap})^2 + (v_{12}^{Ap})^2} = a_1^{Br} v_{11}^{Ap} + b_1^{Br} v_{12}^{Ap}, \quad (16)$$

где

$$a_1^{Br} = \frac{\sin \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}}{\cos^2 \frac{\mu_1 - \mu_2}{4}}; \quad b_1^{Br} = \frac{\cos \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}}{\cos^2 \frac{\mu_1 - \mu_2}{4}},$$

коэффициенты аппроксимации;

$$\operatorname{tg} \mu_1 = \left(\frac{v_{11}}{v_{12}} \right)_{\min}^{Ap}; \quad \operatorname{tg} \mu_2 = \left(\frac{v_{11}}{v_{12}} \right)_{\max}^{Ap} \quad (17)$$

— нижний и верхний пределы изменения отношения $\left(\frac{v_{11}}{v_{12}} \right)^{Ap}$. Таким образом, «линеаризованную» функцию модуля чувствительности мостов вида Бр можно выразить следующей упрощенной формулой

$$[M_{(S)}^{(1)}]^{Br} \approx \frac{X_1}{[a_1^{Br} v_{11}^{Ap} + b_1^{Br} v_{12}^{Ap}] \sum_2^{Ap}} \quad (18)$$

Аналогично следует поступить и в отношении остальных мостов вида Бq, Вр, Вq, Гр, Гq. В дальнейшем определение экстремальных значений упрощенных (линеаризированных) выражений для $M_{(S)}^{(1)}$ производится методами, указанными выше*.

Экспериментальное исследование чувствительности моста

Проведено экспериментальное исследование чувствительности емкостного моста вида $\left(\frac{C}{C}\right)_{\frac{R}{R}}$ [1] (установка типа УМЕ-10А).

Схема моста может быть отнесена к канонической схеме вида ГIV (см. табл. 4, генератор и указатель равновесия брались с

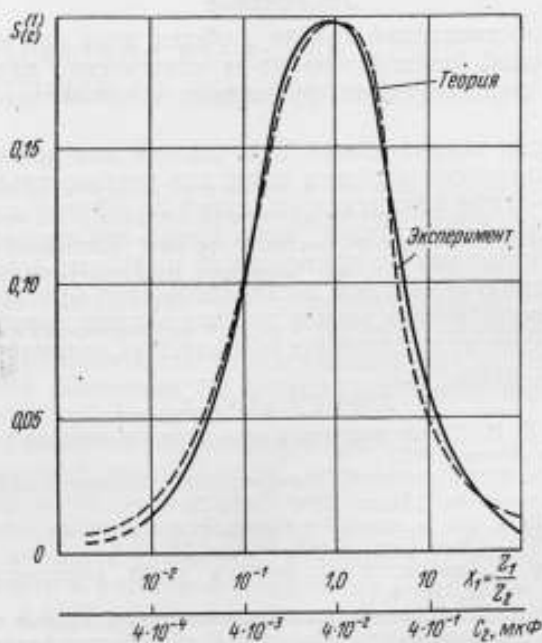


Рис. 2

активным выходом и входом). Чувствительность к относительно-му изменению емкости конденсатора

$$M_{(C)}^{(1)} = \frac{\Delta U_y}{\Delta C_1} C_1 = f_1(X_1) |_{X_2, X_3, X_4 = \text{const}} \quad (19)$$

где ΔC_1 , U_y — величины разбалансов по емкости конденсатора C_1 в плече \bar{Z}_1 и по напряжению в диагонали указателя \bar{Z}_y (см.

* В расчетах чувствительности мостов принимала участие Л. З. Малер.

рис. 1), определялась при следующих значениях параметров моста:

$$C_1 = 4 \cdot 10^4 \text{ пФ}; C_2 = 4 \cdot 10^3 \div 4 \cdot 10^6 \text{ пФ}; f = 10^3 \text{ Гц}$$

$$\text{tg } \delta_1 \approx \text{tg } \delta_2 < 10^{-3} E_r = 1 \text{ В.}$$

Модуль чувствительности к относительному изменению емкости конденсатора C_1 определялся по формуле [1]

$$M_{(C)}^{(1)} = M_{(S)}^{(1)} \sin \varphi_1 = \frac{X_1}{\sqrt{\sum_{Bq}^2} \sqrt{\sum_{Bq}^2}} \quad (20)$$

Согласно результатам теоретического и экспериментального определения чувствительности (см. рис. 2), наибольшие расхождения не превышают 20%, что вполне допустимо.

Заключение

Решение поставленной задачи в общем виде для всех мостов переменного тока невозможно из-за сложности зависимостей, являющихся многомерными функциями комплексного переменного.

Практически задача может быть решена для мостов вида A_p и A_q — аналитически в общем виде; для всех остальных мостов (Бр ... Гq) — либо аналитически, путем линейной аппроксимации нелинейных множителей, либо графо-аналитически, либо численными методами (с применением цифровых машин).

По сравнению с мостами постоянного тока чувствительность мостов переменного тока может достигать существенно большей величины за счет использования резонансных явлений на отдельных участках цепи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Изд-во стандартов, 1966.
2. Osvalth P. Va'itakozoarami impedanciamero hidkapscolasak erzenekysegenek ssgalata mérés és. „Automatika”, 1966, № 5.
3. Popescu H. T. Sur la sensibilité maximale des pouts de wheatstone en courant alternatif. — „Rev. Gen. de ézé, 1965, v. 74, № 4.
4. Gassowski W. Analisa czulósci mostkow pradu zmiennego. — „Arch Elektrot.”, 1969, т. 18, № 1.
5. Клебанов И. Я. Синтез уравновешенных измерительных мостов переменного тока по заданной чувствительности. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), М.-Л., Изд-во стандартов, 1968.
6. Клебанов И. Я. Исследование предельной чувствительности уравновешенных X-образных мостов переменного тока. Автореферат канд. дисс. ВНИИМ, Ленинград, 1969.
7. Фукс Б. А. Теория аналитических функций многих комплексных переменных. Гостехиздат, 1948.
8. Кротков И. Н. Расчет наибольшей чувствительности электрических измерительных цепей. «Электричество», 1951, № 10.
9. Seletzky A., Zurscher L. Sensitivity of the four-arm bridge. — „Siec. Eng”, v. 58, 1939.
10. Марков А. А. Избранные труды по теории непрерывных дробей. Гостехиздат, 1948.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

О РАСЧЕТНОЙ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ, ЗАВИСЯЩЕЙ ОТ ОДНОГО ЛИНЕЙНОГО РАЗМЕРА

В настоящее время в качестве эталона единицы индуктивности используют катушки индуктивности, которая зависит от трех линейных размеров, что ограничивает точность воспроизведения единицы индуктивности уровнем 10^5 .

В статье Пейджа [1] приведены соотношения для взаимной индуктивности, величина которой определяется одним линейным размером. Использование индуктивности указанного типа в качестве эталона позволило бы повысить точность воспроизведения единицы индуктивности до 10^7 .

Ниже приводится оригинальное доказательство теоремы о расчетной взаимной индуктивности, величина которой зависит от одного линейного размера.* Метод доказательства основан на построении элементов картины магнитного поля, что дает возможность показать дуальность указанной расчетной взаимной индуктивности и расчетной емкости по Лэмпарду—Томпсону.

Теорема. Перекрестные взаимные индуктивности на единицу длины M_1^0 и M_2^0 двух пар параллельных бесконечно длинных проводящих осей, расположенных в разных квадрантах на окружности произвольного радиуса, связаны соотношением

$$e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_1^0} + e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_2^0} = 1,$$

где μ — магнитная проницаемость среды.

Доказательство. Пусть имеется система из четырех параллельных бесконечно длинных проводящих осей, расположен-

* Настоящая работа выполнена под руководством проф. И. Н. Кроткова.

ных в разных квадрантах на окружности произвольного радиуса a (рис. 1). По осям B и C встречно протекает постоянный ток I .

Эквипотенциалами скалярного магнитного потенциала $\varphi = \text{const}$ двухпроводной линии BC являются окружности [2],

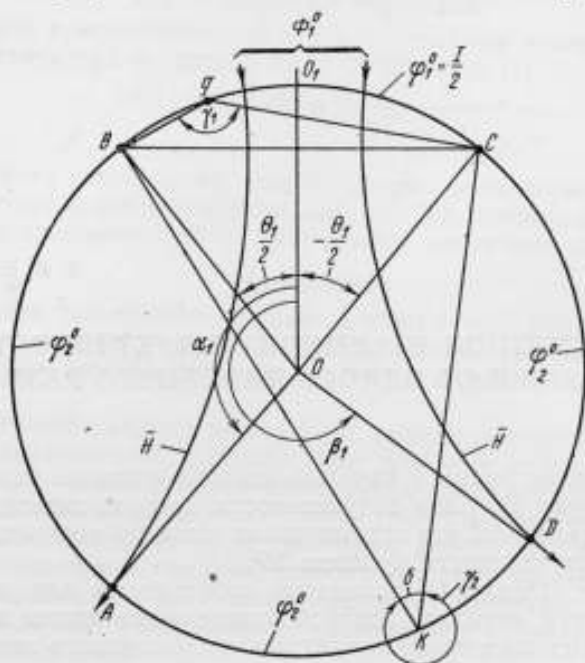


Рис. 1

проходящие через следы осей B и C . Выберем эквипотенциаль, совпадающую с окружностью, на которой расположены оси A, B, C, D .

Потенциал φ любой точки поля двухпроводной линии BC определяется выражением [2]

$$\varphi = -\frac{I}{2\pi} \gamma, \quad (1)$$

где γ — плоский угол, под которым видны следы осей из данной точки.

Для произвольной точки q на дуге \widehat{BC} $\gamma = \gamma_1$, а для произвольной точки K на дуге \widehat{BADC} $\gamma = \gamma_2$. При этом имеем [3]

$$\gamma_1 + \delta = \pi. \quad (2)$$

Как видно из рис. 1,

$$\gamma_2 + \delta = 2\pi. \quad (3)$$

Обозначим через φ_1 и φ_2 — магнитные потенциалы на \widehat{BC} и \widehat{BADC} .

Тогда из (1) находим

$$\varphi_1 = -\frac{I}{2\pi} \gamma_1 \quad (4)$$

и

$$\varphi_2 = -\frac{I}{2\pi} \gamma_2 \quad (5)$$

Подставив в (5) значения γ_2 из уравнения (3) и δ из (2), получим

$$\varphi_2 = -\frac{I}{2\pi} (\gamma_1 + \pi). \quad (6)$$

Примем приведенный потенциал на \widehat{BADC} за начальный, т. е.

$$\varphi_2^0 = \varphi_2 - \varphi_2 = 0. \quad (7)$$

Тогда приведенный потенциал на \widehat{BC} в соответствии с уравнениями (4) и (5) будет

$$\varphi_1^0 = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{I}{2}. \quad (8)$$

Взаимная индуктивность на единицу длины двух пар осей B, C и A, D

$$M_1^0 = \frac{\Phi_1^0}{I}, \quad (9)$$

где Φ_1^0 — магнитный поток на единицу длины, общий для двух пар осей B, C и A, D .

Введем систему полярных координат (r, θ) с центром в центре данной окружности радиуса a и с началом отсчета OO_1 ($OO_1 \perp BC$).

Тогда граничные условия внутренней задачи Дирихле для круга будут иметь вид

$$\varphi(r, \theta) = \varphi_1^0 = \frac{I}{2} \text{ при } r = a \text{ и } \frac{\theta_1}{2} > \theta > -\frac{\theta_1}{2}; \quad (10)$$

$$\varphi(r, \theta) = \varphi_2^0 = 0 \text{ при } r = a \text{ и } \frac{\theta_1}{2} < \theta < 2\pi - \frac{\theta_1}{2}. \quad (11)$$

Во всех точках магнитного поля внутри круга $r = a$ должно удовлетворяться уравнение Лапласа

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \theta^2} = 0. \quad (12)$$

Учитывая, что φ данного плоскопараллельного поля является периодической симметричной функцией, решение (12) будем искать в форме

$$\varphi(r, \theta) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot r^k \cos k\theta = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cdot r^k \cdot \cos k\theta. \quad (13)$$

По методу Фурье коэффициенты ряда (13) при граничных условиях (10) и (11) имеют вид

$$A_0 = \frac{\varphi_1^0}{2\pi} \int_{-\frac{\theta_1}{2}}^{\frac{\theta_1}{2}} d\theta = \varphi_1^0 \frac{\theta_1}{2\pi}; \quad (14)$$

$$A_k a^k = \varphi_1^0 \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k\theta_1}{2}. \quad (15)$$

Подставив выражения (14) и (15) в (13), находим

$$\varphi(r, \theta) = \varphi_1^0 \frac{\theta_1}{2\pi} + \varphi_1^0 \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left(\frac{r}{a}\right)^k \sin \frac{k\theta_1}{2} \cos k\theta. \quad (16)$$

Известно, что нормальная составляющая вектора магнитной индукции

$$B_n(a, \theta) = \mu H_n(a, \theta) = -\mu \left. \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right|_{r=a}, \quad (18)$$

где H_n — нормальная составляющая вектора напряженности \mathbf{H} на границе круга $r=a$.

Преобразуем (18) в соответствии с (3), (4)

$$B_n(a, \theta) = -\mu \frac{\varphi_1^0}{2\pi a} \left[\frac{\sin\left(\frac{\theta_1}{2} - \theta\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} + \theta\right)} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_1}{2} - \theta\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} - \theta\right)} \right]. \quad (19)$$

Используя

$$\Phi_1^0 = \int_{\alpha_1}^{\beta_1} a B_n(a, \theta) d\theta, \quad (20)$$

из (8), (9), (19) и (20) получим [3]

$$M_1^0 = \frac{\Phi_1^0}{I} = \frac{\mu}{4\pi} \ln \frac{\left[1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} + \alpha_1\right)\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} - \beta_1\right)\right]}{\left[1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} - \alpha_1\right)\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_1}{2} + \beta_1\right)\right]}. \quad (21)$$

Аналогичным образом находим M_2^0 — взаимную индуктивность на единицу длины двух пар осей A, B и C, D , когда по

осям A и B встречно протекает постоянный ток I (рис. 2). Элементы рис. 1 соответствуют элементам 2 (см. табл. 1).

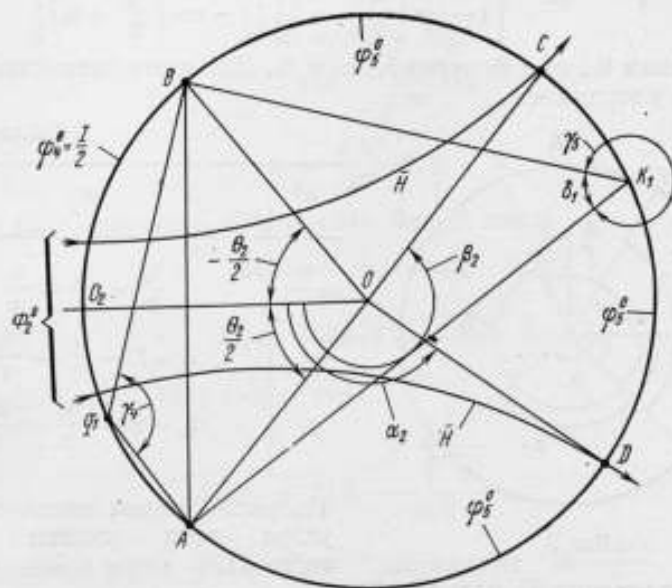


Рис. 2

Таблица 1

Рис. 1	Рис. 2	Рис. 1	Рис. 2
A	D	q	q_1
B	A	K	K_1
C	B	γ_1	γ_4
D	C	γ_2	γ_6
OO_1	OO_2	δ	δ_1
Φ_1^0	Φ_2^0	$\frac{\theta_1}{2}$	$\frac{\theta_2}{2}$
φ_1^0	φ_4^0	α_1	α_2
φ_2^0	φ_5^0	β_1	β_2

По аналогии с (21) определим

$$M_2^0 = \frac{\Phi_2^0}{I} = \frac{\mu}{4\pi} \ln \frac{\left[1 - \cos\left(\frac{\theta_2}{2} + \alpha_2\right)\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_2}{2} - \beta_2\right)\right]}{\left[1 - \cos\left(\frac{\theta_2}{2} - \alpha_2\right)\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_2}{2} + \beta_2\right)\right]} \quad (22)$$

Выразим θ_2 ; α_2 и β_2 через θ_1 ; α_1 и β_1 . Для этого совместим обе системы координат.

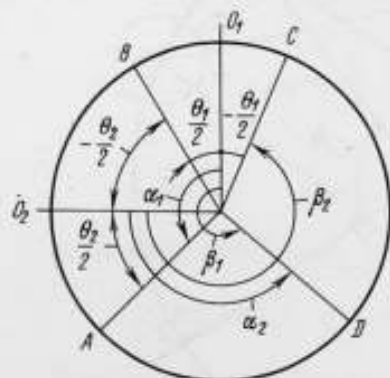


Рис. 3

Таблица 2

M_1^0	M_2^0
$\frac{\theta_1}{2}$	$\frac{\theta_2}{2} = \frac{\alpha_1}{2} - \frac{\theta_1}{4}$
α_1	$\alpha_2 = \beta_1 - \frac{\alpha_1}{2} - \frac{\theta_1}{4}$
β_1	$\beta_2 = 2\pi - \frac{\alpha_1}{2} - \frac{3\theta_1}{4}$

Из рис. 3 видна взаимосвязь углов этих систем (см. табл. 2).

Из уравнения 21 находим [3]

$$e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_1^0} = \frac{\sin\left(\frac{\theta_1}{4} - \frac{\alpha_1}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1}{4} + \frac{\beta_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_1}{4} + \frac{\alpha_1}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1}{4} - \frac{\beta_1}{2}\right)} \quad (23)$$

После подстановки углов из (22) получим (см. табл. 2)

$$e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_2^0} = \frac{\sin\left(\frac{\alpha_1 - \beta_1}{2}\right) \cdot \sin\frac{\theta_1}{2}}{\sin\left(\frac{\theta_1}{4} + \frac{\alpha_1}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1}{4} - \frac{\beta_1}{2}\right)} \quad (24)$$

Из уравнений (23) и (24) находим [3]

$$e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_1^0} + e^{-\frac{2\pi}{\mu} M_2^0} = 1, \quad (25)$$

что и требовалось доказать.

Следствия. 1. Из (25) при $M_1^0 = M_2^0$

$$M_1^0 = M_2^0 = M^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln 2. \quad (26)$$

2. Обозначим:

$$M_p^0 = \frac{M_1^0 + M_2^0}{2}; \quad (27)$$

$$\Delta M^0 = M_1^0 - M_2^0; \quad (28)$$

$$\tau = e^{\frac{2\pi}{\mu} \Delta M^0} = e^{\frac{\Delta M^0}{M^0} \ln 2}; \quad (29)$$

$$x = \frac{\Delta M^0}{M^0} \ln 2. \quad (30)$$

Из (25), учитывая (28) и (29), будем иметь

$$M_1^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln(1 + \tau); \quad (31)$$

$$M_2^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{1}{\tau}\right). \quad (32)$$

Из (27), (31), (32) видно, что

$$M_p^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln 2 \frac{\ln \frac{1 + \tau}{\sqrt{\tau}}}{\ln 2}. \quad (33)$$

Разложив в ряд Маклорена выражение $\ln \frac{1 + \tau}{\sqrt{\tau}}$, по-

лучим

$$M_p^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln 2 \left[1 + \frac{\ln 2}{8} \left(\frac{\Delta M^0}{M^0}\right)^2 - \frac{(\ln 2)^3}{192} \left(\frac{\Delta M^0}{M^0}\right)^4 + \dots \right] \quad (34)$$

На основании этого выражения определим полную взаимную индуктивность двух пар осей длиной l

$$M = M_p^0 l. \quad (35)$$

Таким образом, видно, что M действительно зависит лишь от одного линейного размера.

При обеспечении $\frac{\Delta M^0}{M^0} \leq 10^{-4}$ получим $M_p^0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln 2$ с точностью, большей 10^7 . Величина l может быть измерена с точностью 10^7 и, следовательно, точность определения M будет не менее 10^7 .

Полученные соотношения можно обобщить на число осей $n > 4$, что наряду с учетом краевых эффектов и явлений, связанных с переменным током и др., выходит за рамки настоящей работы.

Из приведенного доказательства следует, что действительно существует принципиальная возможность создания расчетной взаимной индуктивности, величина которой зависит лишь от одного линейного размера — ее длины. При этом точность воспро-

изведения единицы индуктивности зависит в основном от точности измерения длины и настройки равенства перекрестных взаимных индуктивностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Page H. Chester. A new Type of Computable inductor. — „Journal of Research of the national Bureau of „Standards Mathematics and Mathematical Physics“, 1963, v. 6, B. 1, pp. 31—39.
2. Говорков В. А., Купаляя С. Д. Теория электромагнитного поля в упражнениях и задачах. «Высшая школа», 1963.
3. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. «Наука», 1965.
4. Математический анализ функции, пределы, ряды, цепные дроби. Справочная математическая библиотека. Физматгиз, 1961.

Поступила в редакцию 8/VIII—1973 г.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МОСТ-КОМПАРАТОР ДЛЯ ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКООМНЫХ РЕЗИСТОРОВ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

За последние годы уделяют большое внимание разработке методов и аппаратуры для точных измерений параметров резисторов на переменном токе [1—5]. Основные работы проводятся в диапазонах малых и средних значений сопротивлений ($R = 10^{-3} \div 10^4$ Ом) [1—3].

В СССР разработаны и серийно выпускаются несколько типов высокоомных ($R \geq 10^4$ Ом) образцовых катушек сопротивления переменного тока, по техническим характеристикам превосходящих зарубежные образцы (P361, P771—P774, P401, P402). Однако аппаратура для их аттестации на переменном токе по существу отсутствует. Установка типа УППВ-1 [6], выпущенная более десяти лет тому назад малой серией и предназначенная для измерения постоянной времени высокоомных резисторов, в настоящее время по точности ($\Delta\tau \approx (2-5)10^{-9}$ с) не удовлетворяет требованиям промышленности.

В статье описывается мост с индуктивно-связанными плечами отношения в диагонали генератора, так называемый трансформаторный, предназначенный для точных измерений составляющих полной проводимости высокоомных резисторов ($R \geq 10^4$ Ом) в звуковом диапазоне частот (до 20 кГц)*.

Принципиальная схема моста полной проводимости приведена на рис. 1.

Условие равновесия моста запишется в виде (см. рис. 1)

$$\bar{Y}_1 = \bar{Y}_2 \frac{U_3}{U_4}, \quad (1)$$

* В разработке моста принимали участие В. А. Новиков и О. А. Шведов.

где \bar{U}_3, \bar{U}_4 — напряжения на соответствующих отводах трансформатора (под нагрузкой).

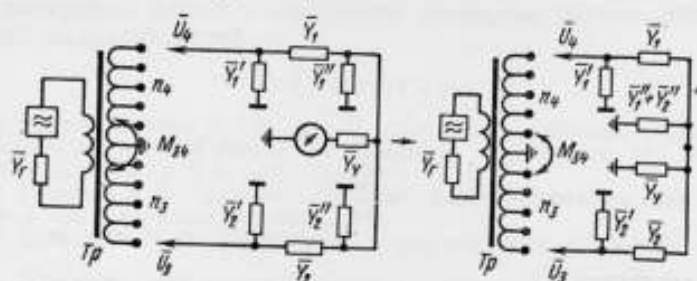


Рис. 1. Принципиальная схема моста полной проводимости: $\bar{Y}_1, \bar{Y}_2 \rightarrow$ полные измеряемая и образцовая (тарная) проводимости; $\bar{Y}_1 = G_1 + j\omega C_1$; $\bar{Y}_2 = G_2 + j\omega C_2$; \bar{Y}', \bar{Y}'' — полные проводимости от зажимов меры на экран («побочности»); \bar{Y}_3, \bar{Y}_4 — полные проводимости указателя равновесия и генератора; T_p — трансформатор отношения с тесной индуктивной связью между вторичными обмотками (коэффициент связи $k_{23} = \frac{M_{23}}{\sqrt{L_3 L_4}} \rightarrow 1$; n_3, n_4 — числа витков вторичных обмоток трансформатора

Обозначив

$$\frac{\bar{U}_3}{\bar{U}_4} = k(1 + \alpha + j\beta), \quad (2)$$

где k — номинальный коэффициент отношения трансформатора $k = \frac{n_3}{n_4}$; α, β — относительные синфазная и квадратурная погрешности отношения; $\bar{U}_4 = U_4 e^{j0}$ — опорное напряжение, получим из выражений (1) и (2) уравнения измерения в виде

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= kG_2 \left(1 + \alpha - \beta \frac{\omega C_2}{G_2} \right) \\ C_1 &= kC_2 \left(1 + \alpha + \beta \frac{G_2}{\omega C_2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Постоянная времени резистора при параллельной схеме замещения резистора в звуковом диапазоне частот ($G \gg \omega C$) может быть представлена в виде

$$\tau = -RC = -\frac{C}{G}. \quad (4)$$

Тогда из (3), (4) получим

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= kG_2 [1 + \alpha + \beta\omega\tau_2] = kG_2 [1 + v(G)] \\ C_1 &= kC_2 \left[1 + \alpha - \frac{\beta}{\omega\tau_2} \right] = kC_2 [1 + v(C)] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При $\omega\tau_2 < 1$ из уравнений (5) получим

$$\tau_1 = \frac{C_1}{G_1} = \tau_2 \left(1 - \frac{\beta}{\omega\tau_2} \right) = \tau_2 - \Delta\tau, \quad (6)$$

где $\Delta\tau = \frac{\beta}{\omega}$ — мультипликативная погрешность измерения τ компаратором.

Синфазная α и квадратурная β погрешности отношения трансформатора зависят от конструкции и определяются при аттестации последнего [7, 8].

Методы измерения

Исследование моста-компаратора проводилось различными методами [9].

Одновременное сравнение в разных плечах моста. Схема измерения приведена на рис. 2. Особенность мо-

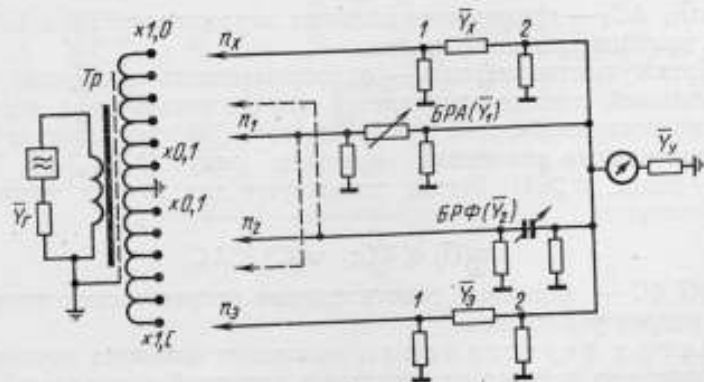


Рис. 2

ста заключается в том, что блоки регулировки амплитуды (БРА) и фазы (БРФ), служащие для уравнивания синфазной и квадратурной составляющих полных проводимостей, должны быть сконструированы таким образом, чтобы при регулировке их главных параметров (G_1 в БРА и C_2 в БРФ) изменением остаточных параметров блоков можно было пренебречь (в противном случае блоки должны быть аттестованы по обоим параметрам).

Измеряемую \bar{Y}_x и образцовую \bar{Y}_y проводимости включают в разные плечи моста. Производят два уравнивания моста:

начальное — при разомкнутых индикаторных зажимах мер \bar{Y}_x и \bar{Y}_y — уравновешивающее влияние «побочностей» трехзажимных мер и утечек трансформатора отношения, и рабочее — при одновременном включении мер в разные плечи моста. Если изменим остаточных параметров БРА (ΔC_1) и БРФ (ΔG_2) при двух уравновешиваниях можно пренебречь, то уравнения измерения примут вид

$$\left. \begin{aligned} G_x &= kG_y \left[1 + v(G) + \frac{k_1}{k} \frac{\Delta G_1}{G_y} \right] \\ C_x &= kC_y \left[1 + v(C) + \frac{k_2}{k} \frac{\Delta C_2}{C_y} \right] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$k = \frac{n_y}{n_x}$; $k_1 = \frac{n_1}{n_x}$; $k_2 = \frac{n_2}{n_x}$ — номинальные коэффициенты отношений; n_y, n_x, n_1, n_2 — числа витков вторичных обмоток трансформатора, к которым присоединены меры \bar{Y}_y, \bar{Y}_x БРА (\bar{Y}_1), БРФ (\bar{Y}_2);

$$v(G) = \alpha - \frac{\omega \beta (C_y + \Delta C_2)}{G_y}; \quad v(C) = \alpha + \frac{\beta (G_y + \Delta G_1)}{\omega C_y};$$

$\Delta G_1, \Delta C_2$ — приращения главных параметров БРА и БРФ при двух уравновешиваниях моста.

Преимущество метода — одновременность измерений — в наибольшей степени проявляется при сличениях мер, подогнанных на постоянном токе с погрешностью, не превышающей 0,1%, к номинальным значениям, кратным ряду (1, 2, 3, ..., 9, 10) 10^m , (m — целое, $m \geq 4$). Метод используют для точных измерений при условиях

$$v(G) \ll \delta G; \quad v(C) \ll \delta C,$$

где $\delta G, \delta C$ — заданные относительные погрешности измерения параметров резисторов.

Метод перестановки позволяет повысить точность аттестации мер равных номинальных значений и определить погрешность компаратора при равных отношениях витков вторичных обмоток (0,1/0,1; 0,2/0,2; ... 1/1).

Метод включает два измерения, при втором измерении \bar{Y}_x и \bar{Y}_y меняют местами. Каждое измерение состоит из двух уравновешиваний (начального и рабочего). Пренебрегая бесконечно малыми величинами высших порядков, получим уравнения в виде

$$\left. \begin{aligned} G_x &= G_y \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta G_1^{(1)} + \Delta G_1^{(2)}}{G_y} \right] \\ C_x &= C_y \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta C_2^{(1)} + \Delta C_2^{(2)}}{C_y} \right] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где ΔG_1 , ΔC_2 — приращения главных параметров БРА и БРФ [индексы (1) и (2) обозначают первое и второе измерения]. При выполнении условий

$$\omega\tau_2 \ll 1; \quad \alpha \ll \frac{\beta}{\omega\tau_2} \quad (9)$$

погрешности компаратора при равных отношениях витков

$$\alpha_M = \frac{\Delta G_1^{(2)} - \Delta G_1^{(1)}}{2G_2}; \quad \beta_M = \frac{\omega(\Delta C_2^{(1)} - \Delta C_2^{(2)})}{2G_2} \quad (10)$$

Из выражения (10) мультипликативная погрешность компаратора по постоянной времени равна

$$\Delta\tau_M = \frac{\beta}{\omega} = \frac{\Delta C_2^{(1)} - \Delta C_2^{(2)}}{2G_2} \quad (11)$$

Метод разновременного сравнения в одном плече моста. Схема моста приведена на рис. 3, где \bar{Y}_T —

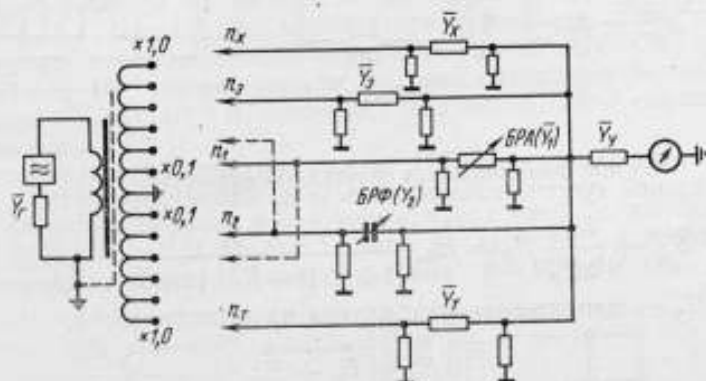


Рис. 3

полная проводимость «стары» (магазин активной проводимости с малыми остаточными параметрами). Меры \bar{Y}_x и \bar{Y}_y включают поочередно (разновременно) в одно плечо моста и производят два уравновешивания моста. При втором уравновешивании $\bar{Y}_x = \text{const}$. Уравнения измерения аналогичны выражениям (7).

Преимущество метода заключается в том, что, используя в качестве \bar{Y}_T многодекадный магазин активной проводимости, подключенный к различным отводам вторичных обмоток трансформатора, можно проводить сличения мер с номинальными значениями, не кратными ряду (1, 2, 3 ... 9, 10) 10^m .

Метод замещения мер с одинаковыми номинальными значениями. Частный случай предыдущего

метода, когда меры \bar{Y}_x и \bar{Y}_y подключают поочередно к одному отводу трансформатора (n_x). Уравнения измерения

$$G_x = G_0 \left[1 + k_1 \frac{\Delta G_1}{G_0} \right]; \quad C_x = C_0 \left[1 + k_2 \frac{\Delta C_2}{C_0} \right]. \quad (12)$$

Аналогично методу перестановки метод замещения исключает влияние погрешностей компаратора (до малых величин второго порядка).

Чувствительность моста

Используя замещение трансформатора отношения схемой с двумя независимыми источниками (рис. 4) и метод эквивалент-

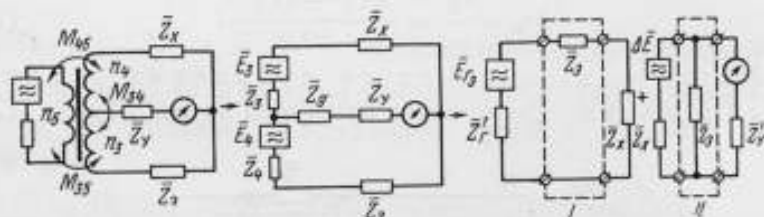


Рис. 4

ных четырехполюсников [9], можно получить выражение для относительной чувствительности моста по напряжению [10]

$$S_Z^{0U} = \frac{\Delta U_y}{\Delta Z_x} Z_x = E_{rs}^0 \frac{\bar{X}_1}{[1 + \bar{X}_1(1 + \bar{X}_3)] [1 + \bar{X}_1 + \bar{X}_4]}, \quad (13)$$

где ΔU_y — напряжение разбаланса на выходе моста;

$$E_{rs}^0 = E_s^0 + E_4^0;$$

$$X_1 = k = \frac{n_3}{n_4}; \quad X_3 = \frac{Z_r'}{Z_x}; \quad X_4 = \frac{Z_x}{Z_y'} \quad (13a)$$

$Z_r' = Z_s + Z_4 = (r_s + r_4) + j\omega(l_{s3} + l_{s4})$; $Z_y' = Z_y + Z_n = Z_y - k \times \times (R_4 + j\omega L_4)$ — полные сопротивления указателя равновесия (входное) и эквивалентного генератора (выходное) соответственно;

L_4, R_4 — основная индуктивность и сопротивление потерь опорной обмотки;

$r_{s3} l_{s3} l_{s4}$ — омические сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток n_3, n_4 .

Модуль выражения (13)

$$S_Z^{0U} = \frac{\Delta U_y}{\Delta Z_x} Z_x = E_{rs} \frac{X_1}{\Sigma_1 \Sigma_2}, \quad (14)$$

где

$$\Sigma_1 = \sqrt{(1 + X_1)^2 + 2(1 + X_1)X_1X_2 \cos(\varphi'_r - \varphi_x) + (X_1X_2)^2}; \quad (14a)$$

$$\Sigma_2 = \sqrt{(1 + X_1)^2 + 2(1 + X_1)X_4 \cos(\varphi_x - \varphi'_y) + X_4^2}.$$

Чувствительность к относительному изменению главного параметра — активного сопротивления резистора

$$S_{R_x}^{0U} = \frac{\Delta U_y}{\Delta R_x} R_x = S_Z^{0U} \cos \varphi = S_Z^{0U} \cos \omega \tau_x. \quad (15)$$

Отсюда напряжение разбаланса на входе указателя равновесия

$$\Delta U_y = E_{гв} \frac{X_1 \delta_S}{\Sigma_1 \Sigma_2} \cos \omega \tau_x, \quad (16)$$

где $\delta_S = \left(\frac{\Delta R_x}{R_x} \right)_S$ — относительная погрешность от нечувствительности установки.

Подставив в выражения (13) — (16) параметры используемого трансформатора на частоте 10^3 Гц ($r \approx 5 \cdot 10^{-2}$ Ом, $l_S \approx 2 \cdot 10^{-6}$ Г, $L_4 \approx 0,15$ Г, $R_4 \approx 10^3$ Ом) и указателя равновесия типа ЭЛУР-7, получим, что в диапазоне измерения $R_x = 10^4 \div 10^7$ Ом при $\delta_S \approx (2 \div 3) \cdot 10^{-7}$ напряжение разбаланса составляет величину порядка $\Delta U_y \approx 1 \cdot 10^{-6}$ В, которую указатель ЭЛУР-7 способен индцировать [11].

Экспериментальное исследование моста

Опытный образец моста-компаратора (рис. 5), изготовленный во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, исследовался в диапазоне номинальных значений сопротивления $R = 10^4 \div 10^7$ Ом и частот

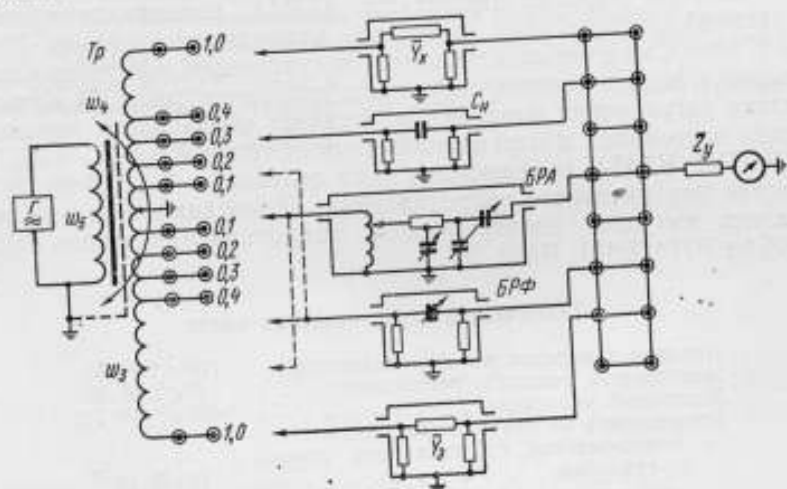


Рис. 5

$f = (400 \div 2 \cdot 10^4)$ Гц ($R = 10^7$ Ом — наибольший номинал катушек сопротивления переменного тока, выпускаемых промышленностью).

Трансформатор отношений изготовлен на кольцевом ленточном сердечнике из сплава 79НМ (внешний диаметр сердечника — 100 мм, толщина ленты — 0,05 мм). Первичная обмотка с числом витков $n = 81$ выполнена из медной шины прямоугольного сечения. Вторичные обмотки ($n_3 = n_4 = 70$) намотаны бифилярно медной лентой и равномерно распределены по периметру сердечника. Между первичной и вторичной обмотками помещен двойной медный экран. Трансформатор отношений аттестован в диапазоне частот ($10^3 - 2 \cdot 10^4$) Гц методом циклической перестановки [7] с использованием блока из одиннадцати образцовых конденсаторов типа КВЦГ с номинальными значениями 10 пф. Результаты аттестации приведены в таблице.

Отношение плеч трансформатора (рис. 5)	Нагрузка трансформатора	Погрешности отношения	
		α	β (при $f = 1000$ Гц рад.)
$\frac{1,0_x}{1,0_y} = 1(1 + \alpha_1 + j\beta_1)$	Холостой ход	$5 \cdot 10^{-8} - 1 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$
	$\frac{10^4 \text{ Ом } (1,0_y)}{10^4 \text{ Ом } (1,0_x)}$	$2 \cdot 10^{-7} - 5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$
$\frac{0,1_x}{1,0_y} = 0,1(1 + \alpha_{0,1} + j\beta_{0,1})$	Холостой ход	$1 \cdot 10^{-7} - 1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
	$\frac{10^4 \text{ Ом } (0,1_x)}{10^5 \text{ Ом } (0,1_y)}$	$1 \cdot 10^{-6} - 2 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$

Блок регулировки амплитуды (БРА) представляет собой трехзажимный магазин активной проводимости ($G = 1 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-14}$ См) с четырехдекадным индуктивным делителем напряжения и пятидекадным емкостным делителем тока. В качестве блока регулировки фазы использовались образцовые конденсаторы постоянной и переменной емкости типов КВД-1, КВДП-4, КВДП-1, КВП-6 (наименьшая цена деления — $1 \cdot 10^{-16}$ Ф). В качестве мер активного сопротивления (проводимости) использовались катушки электрического сопротивления типов Р361, Р771 ÷ Р774, Р401, Р402.

Технические характеристики моста

Пределы измерения по сопротивлению	$(10^4 \div 10^7)$ Ом
Наибольшая мощность рассеяния	$P < 0,05$ Вт
Частотный диапазон	$400 \div 2 \cdot 10^4$ Гц
Погрешность от нечувствительности:	
относительная, по активному сопротивлению	$(1 \div 5) \cdot 10^{-7}$
абсолютная, по емкости	$(1 \div 5) \cdot 10^{-16}$ ф

Погрешности отношения компаратора:

а) синфазная:

при отношении 1:1 в диапазоне

частот $400 \div 10^4$ Гц $1 \cdot 10^{-7} - 5 \cdot 10^{-6}$

при отношении 1:10 (10:1) $< 5 \cdot 2 \cdot 10^{-7} - 2 \cdot 10^{-5}$

на частоте 20 кГц $< 5 \cdot 10^{-5}$

б) квадратурная (по постоянной време-

мени) $2 \cdot 10^{-11} + 2 \cdot 10^{-9}$ с

ЛИТЕРАТУРА

1. Gibbings D. L. H. An. a. c. analogue of the Kelvin double bridge. — „Proc. IEE“, v. 109ptC, № 16, 1962, p. 307.
2. Hill I. I., Miller A. P. An a. c. double bridge with inductively coupled ratio arms. — „Proc. IEE“, v. 110, № 2, 1963, p. 453.
3. Hill I. I. Calibration of D. C. Resistive Devices by A. C. Methods. — „ISA Trans.“, v. 9, № 3, 1970, p. 621.
4. Карандеев К. Б. Трансформаторные измерительные мосты. «Энергия», 1970, 380 с.
5. Кротков И. Н., Клебанов И. Я., Гурьянов В. С., Мчедлидзе Г. В. Методы и аппаратура для точных измерений параметров резисторов на переменном токе. «Доклады Всесоюзной научно-технической конференции по радиотехническим измерениям», т. 1, Новосибирск, 1970, с. 33—37.
6. Быков М. А. Разработка установки для точных измерений тангенса угла потерь и постоянной времени многоомных сопротивлений. «Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений», Изд. СО АН СССР, 1961, с. 163—167.
7. Cutkosky R. D., Shields L. Q. The Precision Measurement of Transformer Ratios. „IRE Trans. on Instr“, v. 1-9, 1960, pp. 243—250.
8. Байков В. М., Рождественская Т. Б. Методы аттестации трансформаторных делителей напряжения высокой точности. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 115 (175), «Энергия» 1971, с. 123—131.
9. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Изд-во стандартов, 1966.
10. Клебанов И. Я. Исследование предельной чувствительности уравновешенных X-образных мостов переменного тока. Автореферат канд. дисс., ВНИИМ, Ленинград, 1969.
11. Гурьянов В. С., Клебанов И. Я. Нуль — индикатор высокой чувствительности. «Измерительная техника», 1969, с. 46—47.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

ТОЧНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ ПЛЕЧ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МОСТА

За последние годы для точных измерений параметров электрических цепей широко используют трансформаторные измерительные мосты [1, 2, 5]*. Основным узлом таких мостов является трансформатор с сильной индуктивной связью между обмотками, образующими плечи отношения. Отношения напряжений на этих плечах может быть записано [2] в виде

$$\frac{U_A}{U_B} = A_N(1 + \alpha_A + j\beta_A), \quad (1)$$

где A_N — номинальное отношение витков; α_A и β_A — синфазная и квадратурная составляющие комплексной погрешности отношения.

В статье рассматривается способ определения α и β , отличающийся от известных [1—3] тем, что требует для своего осуществления значительно меньшего количества мер и дает возможность исключить погрешность от токов нагрузок, создаваемых мерам. Определение α и β осуществляется в мостовой цепи (рис. 1), включающей аттестуемый трансформатор $Tr1$, четыре постоянные меры проводимости с номиналами $Y_1 = Y_3 = Y_4 = 10 m$, $Y_2 = 1m$ (где m — множитель), три переменные меры малой проводимости (Y_5 , Y_6 , Y_7) для точного уравновешивания моста, вспомогательный трансформатор Tr_2 , подобный измеряемому, пять вспомогательных мер переменного значения (Y_{1B} — Y_{5B}), индикатор и генератор. Tr_2 и меры Y_{1B} — Y_{5B} служат для устранения нагрузок на поверяемый $Tr1$.

* См. также статью И. Я. Клебанова «Трансформаторный мост-компаратор для точных измерений параметров высокоомных резисторов на переменном токе» в настоящем сборнике, с. 25.

На рис. 2 показана упрощенная схема, поясняющая принцип измерения. Если переключить проводимость $Y_1 = 10 m$ на одну

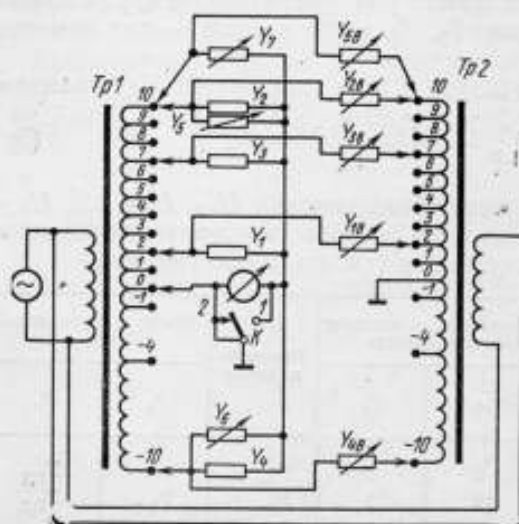


Рис. 1. Принципиальная схема измерения отношения плеч трансформаторного моста

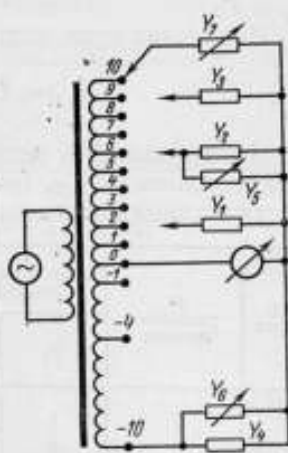


Рис. 2. Упрощенная схема измерения плеч моста.

ступень, а $Y_2 = 1 m$ — на 10 ступеней, то мост будет близок к равновесию. Таким образом можно сравнить напряжение каждой ступени с полным напряжением плеча и, следовательно, ступени между собой. Поскольку сумма напряжений всех ступеней равна полному напряжению плеча, то нетрудно получить значение каждой ступени в долях напряжения плеча.

При выводе уравнений будем считать, что проводимости не зависят от приложенного напряжения. Это справедливо, например, для конденсаторов с цилиндрическими электродами — вакуумным или с газовым диэлектриком [4]. Частоту и величину питающего напряжения, а также температуру трансформатора принимаем постоянными на период измерения.

Запишем уравнения равновесия моста при условии, что сумма токов через индикатор равна нулю

$$U_{0,1} \cdot Y_1 + U_{0,9} \cdot Y_3 + U_{0,10} \cdot Y_{7,1} = U_{-10,0} (Y_4 + Y_{6,1}); \quad (2a)$$

$$U_{0,10} (Y_2 + Y_{5,1}) + U_{0,9} \cdot Y_3 + U_{0,10} \cdot Y_{7,2} = U_{-10,0} (Y_4 + Y_{6,1}), \quad (26)$$

где $U_{0,1}$, $U_{0,9}$, $U_{0,10}$ — напряжения между соответствующими выводами трансформатора; Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 — меры проводимости постоянного значения; Y_5, Y_6, Y_7 — малые меры проводимости для точного уравновешивания моста по активной и реактивной состав-

ляющим; $Y_{5,1}$, $Y_{5,2}$, $Y_{7,1}$, $Y_{7,2}$ — разные отсчеты проводимостей Y_5 , Y_7 .

При первом уравнивании [см. уравнение (2а)] равновесие достигается при помощи Y_6 , Y_7 , а при втором — при помощи Y_5 и Y_7 .

Используя уравнения (2а) и (2б) и напряжение $U_{0,10}$, найдем

$$U_{0,1} = U_{0,10} \frac{Y_2 + Y_{5,1} - Y_{7,1} + Y_{7,2}}{Y_1} \quad (3)$$

Чтобы получить зависимость напряжений $U_{1,2}$, $U_{2,3}$, ..., $U_{9,10}$ от напряжения $U_{0,10}$, необходимо произвести уравнивания моста в такой последовательности (см. пп. 5—36 таблицы)

№ серии	№ уравнивания	Выход трансформатора, к которому подключена проводимость			Настройка моста	Отсчет по проводимости	
		Y_1	$Y_2 + Y_3$	Y_3		Y_5	Y_7
I	1	1	0	9	Y_6, Y_7	$Y_{5,1}$	$Y_{7,1}$
	2	0	10	9	Y_5, Y_7		$Y_{7,2}$
	3	2	0	8	Y_6, Y_7	$Y_{5,2}$	$Y_{7,3}$
	4	1	10	8	Y_5, Y_7		$Y_{7,4}$
II	5	1	0	9	Y_6, Y_7	$Y_{5,3}$	$Y_{7,5}$
	6	0	10	9	Y_5, Y_7		$Y_{7,6}$
	7	3	0	7	Y_6, Y_7	$Y_{5,4}$	$Y_{7,7}$
	8	2	10	7	Y_5, Y_7		$Y_{7,8}$
IX	33	1	0	9	Y_6, Y_7	$Y_{5,17}$	$Y_{7,33}$
	34	0	10	9	Y_5, Y_7		$Y_{7,34}$
	35	10	0	0	Y_6, Y_7	$Y_{5,18}$	$Y_{7,35}$
	36	9	10	0	Y_5, Y_7		$Y_{7,36}$

Примечание. Y_4 и Y_6 постоянно включены к отводу -10, Y_7 постоянно включена к отводу +10.

$$U_{0,2} \cdot Y_1 + U_{0,8} \cdot Y_2 + U_{0,10} \cdot Y_{7,3} = U_{-10,0} (Y_{6,2} + Y_4); \quad (4)$$

$$\begin{aligned} U_{0,1} \cdot Y_1 + U_{0,10} (Y_2 + Y_{5,2}) + U_{0,8} \cdot Y_2 + U_{0,10} \cdot Y_{7,4} = \\ = U_{-10,0} (Y_{6,2} + Y_4). \end{aligned} \quad (5)$$

С учетом того, что $U_{1,2} = U_{0,2} - U_{0,1}$, из выражений (4) и (5) определим

$$U_{1,2} = U_{0,10} \frac{Y_2 + Y_{5,2} - Y_{7,3} + Y_{7,4}}{Y_1} \quad (6)$$

Исключив из выражений (3) и (6) Y_2 , получим

$$U_{1,2} = U_{0,1} + U_{0,10} \frac{Y_{5,2} - Y_{5,1} + Y_{7,4} - Y_{7,3} + Y_{7,1} - Y_{7,2}}{Y_1} \quad (7)$$

Аналогичным образом определим напряжения

$$U_{2,3} = U_{0,1} + U_{0,10} \frac{Y_{5,4} - Y_{5,3} + Y_{7,8} - Y_{7,7} + Y_{7,5} - Y_{7,6}}{Y_1} \quad (8)$$

$$\dots \dots \dots$$

$$U_{9,10} = U_{0,1} + U_{0,10} \frac{Y_{5,18} - Y_{5,17} + Y_{7,33} - Y_{7,34} - Y_{7,35} + Y_{7,36}}{Y_1} \quad (9)$$

Введя обозначение, упростим выражения (7)–(9)

$$\Delta Y_{5,1} = Y_{5,2} - Y_{5,1}; \quad (10)$$

$$\Delta Y_{5,2} = Y_{5,4} - Y_{5,3}; \quad (11)$$

$$\dots \dots \dots$$

$$\Delta Y_{5,9} = Y_{5,18} - Y_{5,17}; \quad (12)$$

$$\Delta Y_{7,1} = Y_{7,1} - Y_{7,2} - Y_{7,3} + Y_{7,4}; \quad (13)$$

$$\Delta Y_{7,2} = Y_{7,5} - Y_{7,6} - Y_{7,7} + Y_{7,8}; \quad (14)$$

$$\dots \dots \dots$$

$$\Delta Y_{7,9} = Y_{7,33} - Y_{7,34} - Y_{7,35} + Y_{7,36}. \quad (15)$$

Сумма напряжений секций равна полному напряжению плеча

$$U_{0,10} = U_{0,1} + U_{1,2} + U_{2,3} + \dots + U_{9,10}. \quad (16)$$

Подставив в это выражение значения уравнений (7)–(9) и (10)–(15), найдем

$$U_{0,10} = 10U_{0,1} + U_{0,10} \left[\frac{\sum_{n=1}^9 (\Delta Y_{5,n} + \Delta Y_{7,n})}{Y_1} \right]. \quad (17)$$

Отсюда

$$U_{0,1} = 0,1U_{0,10} \left[1 - \frac{\sum_{n=1}^9 (\Delta Y_{5,n} + \Delta Y_{7,n})}{Y_1} \right]. \quad (18)$$

Представим напряжения секций в виде

$$U_{0,2} = U_{0,1} + U_{1,2}; \quad (19)$$

$$U_{0,3} = U_{0,1} + U_{1,2} + U_{2,3}; \quad (20)$$

$$\dots \dots \dots$$

$$U_{0,9} = U_{0,1} + U_{1,2} + \dots + U_{8,9} \quad (21)$$

Из уравнений (7) — (9) определим

$$U_{0,2} = 0,2U_{0,10} \left[1 - \frac{\sum_{n=1}^9 (\Delta Y_{5,n} + \Delta Y_{7,n})}{Y_1} + \frac{\Delta Y_{5,1} + \Delta Y_{7,1}}{0,2Y_1} \right]; \quad (22)$$

$$U_{0,9} = 0,9U_{0,10} \left[1 - \frac{\sum_{n=1}^9 (\Delta Y_{5,n} + \Delta Y_{7,n})}{Y_1} + \frac{\sum_{n=1}^8 (\Delta Y_{5,n} + \Delta Y_{7,n})}{0,9Y_1} \right]. \quad (23)$$

Так как конденсаторы и высокоомные резисторы могут быть представлены одной схемой замещения, то при параллельной схеме замещения, будем иметь

$$Y_1 = g_1 + j\omega C_1; \quad (24)$$

$$Y_2 = g_2 + j\omega C_2; \quad (25)$$

$$Y_7 = g_7 + j\omega C_7. \quad (26)$$

Считая, что $Y_1 \div Y_6$ — конденсаторы, а Y_7 — активная проводимость, из выражений (1), (18) и (24) — (26) получим

$$\frac{U_{0,1}}{U_{0,10}} = 0,1 (1 + \alpha_{0,1} + j\beta_{0,1}), \quad (27)$$

где

$$\alpha_{0,1} = - \sum_{n=1}^9 \frac{\Delta C_{5,n}}{C_1} (1 + \operatorname{tg} \delta_5 \cdot \operatorname{tg} \delta_1) - \sum_{n=1}^9 \frac{\Delta g_{7,n}}{\omega C_1} \left(\operatorname{tg} \delta_1 + \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_7} \right); \quad (28)$$

$$\beta_{0,1} = \sum_{n=1}^9 \frac{\Delta g_{7,n}}{\omega C_1} \left(1 - \frac{\operatorname{tg} \delta_1}{\operatorname{tg} \delta_7} \right) - \frac{\sum_{n=1}^9 \Delta C_{5,n}}{C_1} (\operatorname{tg} \delta_1 - \operatorname{tg} \delta_5). \quad (29)$$

$$\operatorname{tg} \delta_5 = \frac{g_5}{\omega C_5}; \quad \operatorname{tg} \delta_1 = \frac{g_1}{\omega C_1}; \quad \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_7} = \frac{\omega C_7}{g_7} = -\omega \tau_{Y_7}. \quad (30)$$

При малых значениях α , β , τ_7 , $\operatorname{tg} \delta_1$ в выражениях (28) и (29) можно пренебречь слагаемым, содержащими τ_7 , $\operatorname{tg} \delta_1$, $\operatorname{tg} \delta_5$. Так, если Y_1 и Y_5 — конденсаторы вакуумные или с газовым диэлектриком, то можно допустить, что $\operatorname{tg} \delta_1 \leq 1 \cdot 10^{-4}$; $\operatorname{tg} \delta_5 \leq 1 \cdot 10^{-4}$.

В сравнительно широком диапазоне частот легко получить $\frac{1}{\operatorname{tg} \delta_T} \ll 1 \cdot 10^{-4}$. С учетом указанных ограничений напишем выражения

$$\alpha_{0,1} = - \sum_{n=1}^9 \frac{\Delta C_{5,n}}{C_1}; \quad (31)$$

$$\beta_{0,1} = \sum_{n=1}^9 \frac{\Delta g_{7,n}}{\omega C_1}. \quad (32)$$

Для остальных α и β из выражений (22) — (23) получим

$$\alpha_{0,n} = \alpha_{0,1} + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\Delta C_{5,k}}{0,1 \cdot n \cdot C_1}; \quad (33)$$

$$\beta_{0,n} = \beta_{0,1} - \frac{\sum_{k=1}^{n-1} \Delta g_{7,k}}{0,1 \cdot n \cdot \omega C_1}. \quad (34)$$

Зная поправки для одного плеча моста, нетрудно методом перестановки плеч 1:1 [2] определить поправки для другого.

Способ исключения погрешностей от влияния нагрузки

Схема рис. 1 позволяет практически полностью исключить влияние нагрузки на измеряемый трансформатор [5]. На этой схеме *Tr1* — измеряемый трансформатор, *Tr2* — вспомога-

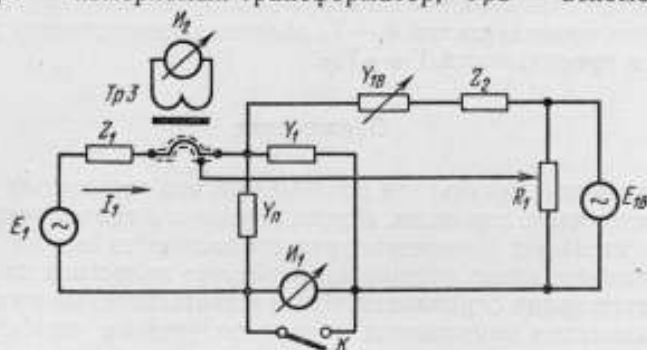


Рис. 3. Эквивалентная схема компенсации нагрузки измеряемого трансформатора

ный трансформатор, имеющий те же отводы от вторичной обмотки, что и *Tr1*. Напряжения на выводах *Tr2* должны быть в 1,5—2 раза больше, чем на выводах *Tr1*. Проводимости $Y_1 \div Y_4$ — постоянные, а $Y_{1B} \div Y_{5B}$ — переменные, причем Y_1 и Y_{1B} , Y_2 и Y_{2B} и т. д. имеют одинаковый фазовый угол.

Принцип исключения погрешностей иллюстрируется схемой рис. 3. Напряжение E_1 соответствует напряжению трансформатора $Tr1$, приложенному к Y_1 , а E_{1B} — напряжению, приложенному к Y_{1B} ; Z_1 — выходное сопротивление плеча E_1 , а Z_2 — выходное сопротивление плеча E_{1B} ; Y_{II} — проводимость между высокопотенциальным выводом Y_1 и экраном. Введем обозначения

$$Z_3 = \frac{1}{Y_1 + Y_{II}}; \quad Z_4 = \frac{1}{Y_{1B}}.$$

Нетрудно показать, что ток I_1 равен нулю при

$$E_{1B} = E_1 \frac{Z_2 + Z_3 + Z_4}{Z_3}.$$

Учитывая, что $Z_2 \leq Z_4$ и принимая $Z_3 = Z_4$, получим $E_{1B} = 2E_1$. При других соотношениях Z_3 и Z_4 также нетрудно получить условия, при которых $I_1 = 0$. Равенство нулю тока I_1 отмечают по индикатору I_2 , включенному через повышающий трансформатор $Tr3$ [3]. При этом индикатор I_1 зашунтирован ключом K . Для сохранения компенсации, проводимости Y_1 и Y_{1B} должны подключаться к выводам $Tr1$ и $Tr2$ с одинаковыми номерами (см. рис. 1). Подобным образом следует компенсировать до начала измерения влияние Y_2 при помощи Y_{2B} и т. д. После настройки проводимости Y_{1B} трансформатор $Tr3$, индикатор I_2 и делитель R_1 переключают к Y_2 , Y_{2B} и напряжению E_2 , а проводимость Y_1 — подключают непосредственно к E_1 . Таким образом, производится настройка остальных компенсирующих проводимостей. При переключении проводимостей $Y_1 \div Y_4$ должны соответственно переключаться и проводимости $Y_{1B} \div Y_{4B}$.

Заключение

Полученные результаты показывают, что с помощью четырех мер постоянного значения, вспомогательного трансформатора и вспомогательных переменных мер проводимости можно аттестовать трансформатор отношений в режиме холостого хода. Точность аттестации ограничивается чувствительностью индикатора, коэффициентом напряжения и температурными коэффициентами мер.

Требования к мерам сравнительно невысокие, так как порядок уравнивания таков, что перед каждым измерением производится взаимная аттестация мер Y_1 и Y_2 . Поэтому желательно выполнять серии измерений (см. таблицу) за небольшой промежуток времени (3—4 мин), ограничиваемый постоянной времени индикатора. За это время относительные изменения мер в масляной ванне (при соответствующей предварительной выдержке) не превыдают $2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cutkosky R. D. Shields I. Q. The precision measurement of transformer ratios. IRE Transactions on Instrumentation, 1960, v. 1—9, № 2, pp. 143—250.
2. Трансформаторные измерительные мосты. Под ред. К. Б. Карандеева. М., «Энергия», 1970.
3. Schlinke H., Meßverfahren zur Bestimmung der Fehler von Wechselspannungsteilern bis 350 v für Frequenzen von 0,5-10 kHz. PTB, Mitteilungen, 2,68 S. 111-120.
4. Shields I. Q. Voltage Dependence of Precision Air Capacitors. „Journal of Research of NBS. — Engineering and Instrumentation”, v. 69C, № 4, 1965. pp. 203-209.
5. Гурьянов В. С. Мост с индуктивно связанными плечами для измерения комплексных сопротивлений. Авт. свид. № 316022. «Бюлл. изобр.», 1971, № 29.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПЯЖЕНИЯ С ПОВЫШЕННЫМ ВХОДНЫМ НАПЯЖЕНИЕМ

Трансформаторные делители напряжения (ТДН), получившие широкое распространение в электроизмерительных приборах и устройствах (в термоэлектрических компараторах, генераторах-калибраторах и др.), имеют низкое входное напряжение (не более 300—350 В). Предложенный автором трансформаторный делитель имеет входное напряжение, значительно большее по сравнению с известными делителями [1]. Принципиальная схема такого трансформаторного делителя показана на рис. 1. На рис. 2 представлена схема делителя с указанием индуктивных связей между обмотками. Делитель состоит из n катушек индуктивности, основные обмотки $z_1 \div z_n$ которых включены последовательно. С целью снижения погрешностей делителя от неравенства магнитных характеристик сердечников на катушках, кроме основных, имеются вспомогательные обмотки $z_{1в} \div z_{nв}$. Вспомогательные обмотки соседних катушек соединены друг с другом параллельно и по ним протекают уравнивающие токи, пропорциональные отклонениям магнитных характеристик сердечников друг от друга и приводящие к выравниванию напряжений на основных обмотках катушек.

Основные обмотки соединены в одной точке с вспомогательными обмотками с целью выравнивания напряжений на междуобмоточной изоляции катушек.

У известных ранее делителей максимальное входное напряжение ограничено напряжением на междуобмоточной изоляции катушек, а также допустимыми геометрическими размерами магнитного сердечника и не превышает 300—350 В. Предлагаемый делитель, состоящий, например из 10 катушек, имеет допустимое входное напряжение в десять раз больше (3—3,5 кВ). С целью

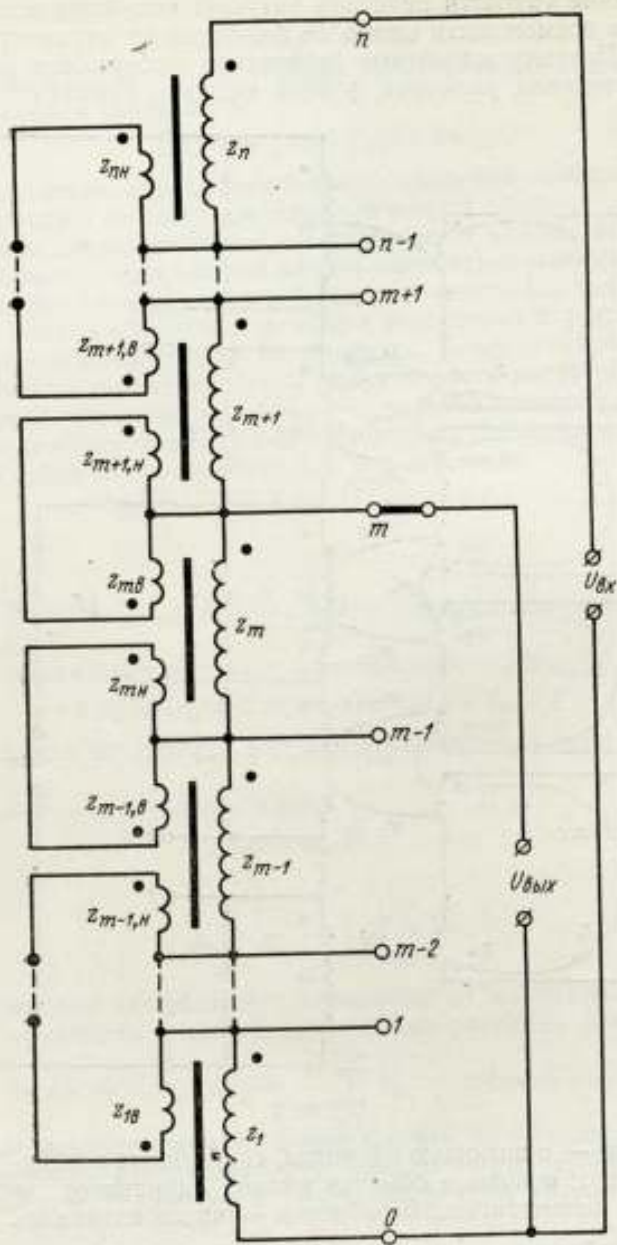


Рис. 1

повышения точности делителя катушки индуктивности подбираются по возможности наиболее близкими по параметрам друг к другу. Поэтому магнитные сердечники выбираются одинаковых геометрических размеров, у всех катушек намотка выполнена

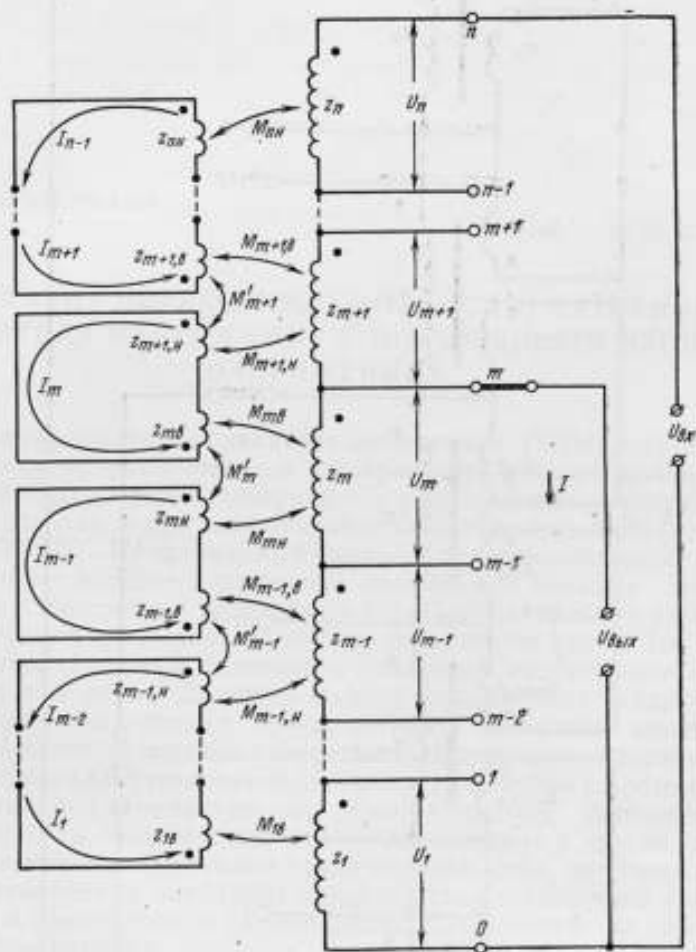


Рис. 2

одинаково — с помощью проводов, скрученных между собой в общий жгут; основные обмотки имеют одинаковое число витков ω_1 , а вспомогательные обмотки — число витков ω_2 .

Вывод выражений для параметров обмоток

Сопротивление основной обмотки m -й катушки

$$z_m = z_{m0} + \Delta z_m \quad (1)$$

где

$$z_{m0} = R_{m0} + j \omega L_{m0} \quad (2)$$

— сопротивление основной обмотки, определяемое общим магнитным потоком сердечника

$$\Delta z_m = (r_m + \Delta R_{\text{вм}}) + j \omega l_m \quad (3)$$

— сопротивление, определяемое сопротивлением провода обмотки и магнитным потоком рассеяния основной обмотки.

Активное сопротивление R_{m0} определяется активными потерями в сердечнике, вызванными общим магнитным потоком, пронизывающим все обмотки катушек. Индуктивность L_{m0} также определяется общим магнитным потоком сердечника с учетом реактивных потерь в сердечнике. Величины r_m , l_m представляют собой соответственно сопротивление и индуктивность рассеяния основной обмотки m -й катушки; $\Delta R_{\text{вм}}$ — сопротивление, вносимое в основную обмотку m -й катушки магнитными потоками рассеяния.

Представим сопротивление Δz_m в таком виде:

$$\Delta z_m = (r + \Delta r_m) + j \omega (l + \Delta l_m), \quad (4)$$

где

$r = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=n} (r_i + \Delta R_{\text{вм}})$; $l = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=n} l_i$ — средние значения «остаточных» параметров основных обмоток всех n катушек делителя,

$$\Delta r_m = (r_m + \Delta R_{\text{вм}}) - r, \quad \Delta l_m = l_m - l$$

— отклонения остаточных параметров m -й катушки от средних значений.

Представим сопротивление в виде

$$z_{m0} = a_m \omega_1^2, \quad (5)$$

где

$$a_m = a_{\text{ср}} \left(1 + \frac{\Delta a_m}{a_{\text{ср}}} \right) \quad (6)$$

— комплексный коэффициент, зависящий от магнитных характеристик сердечника и его геометрических размеров и не зависящий от числа витков;

$a_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{i=n} a_i$ — средний коэффициент;

$\Delta a_m = a_m - a_{\text{ср}}$ — отклонение коэффициента a_m от среднего значения, вызванное неидентичностью магнитных характеристик m -го сердечника по сравнению с характеристиками других сердечников.

Среднее значение сопротивления z_0 основных обмоток, определяемое общими магнитными потоками в сердечниках катушек,

$$z_0 = a_{\text{ср}} \omega_1^2 \quad (7)$$

и

$$z_0 = R_0 + j \omega L_0. \quad (8)$$

Подставляя (5), (6), (7) в (1), получим,

$$z_m = a_{cp} \omega_1^2 \left(1 + \frac{\Delta a_m}{a_{cp}} + \frac{\Delta z_m}{z_0} \right). \quad (9)$$

Аналогичным образом представим сопротивление нижней и верхней вспомогательных обмоток (см. рис. 1, 2) в виде

$$z_{mn} = a_{cp} \omega_2^2 \left(1 + \frac{\Delta a_m}{a_{cp}} + \beta_m \right); \quad (10)$$

$$z_{mv} = a_{cp} \omega_2^2 \left(1 + \frac{\Delta a_m}{a_{cp}} + \alpha_m \right), \quad (11)$$

где

$$\beta_m = \frac{\Delta z_{mn}}{z'_0}; \quad \alpha_m = \frac{\Delta z_{mv}}{z'_0} \quad (12)$$

$$\Delta z_{mn} = r'_{mn} + j \omega l'_{mn}; \quad (13)$$

$$\Delta z_{mv} = r'_{mv} + j \omega l'_{mv}. \quad (14)$$

Здесь величины r'_{mn} , r'_{mv} определяются сопротивлениями проводов вспомогательных обмоток, а l'_{mn} , l'_{mv} — индуктивностями рассеяния вспомогательных обмоток.

Среднее значение сопротивления вспомогательных обмоток, определяемое общими магнитными потоками в сердечниках, равно

$$z'_0 = a_{cp} \omega_2^2; \quad (15)$$

$$z'_0 = R'_0 + j \omega L'_0. \quad (16)$$

Сопротивление вспомогательных обмоток, определяемое общим магнитным потоком в сердечнике m -й катушки

$$z'_{m0} = a_m \omega_2^2. \quad (17)$$

Взаимное комплексное сопротивление между основной и верхней вспомогательной обмотками m -й катушки

$$M_{mv} = \sqrt{z_{m0} z'_{m0}}. \quad (18)$$

В это выражение не входит взаимное комплексное сопротивление, определяемое магнитным потоком, связанным только с основной и верхней вспомогательной обмотками и не связанным с нижней вспомогательной обмоткой. Но ввиду того, что обмотки катушек скручены в общий жгут, общий магнитный поток, пронизывающий все три обмотки, значительно больше частичных потоков, пронизывающих пары обмоток. Поэтому при расчете можно пренебречь взаимными комплексными сопротивлениями, опре-

деляемыми частичными магнитными потоками. Взаимное комплексное сопротивление между основной и нижней вспомогательной обмотками m -й катушки

$$M_{mn} = \sqrt{z_{m0} z'_{m0}}. \quad (19)$$

Взаимное комплексное сопротивление между вспомогательными обмотками m -й катушки

$$M'_m = z'_{m0}. \quad (20)$$

Подставляя в выражения (18) — (20) формулы (5) и (17), будем иметь

$$M_{mn} = M_{mn} = a_m \omega_1 \omega_2; \quad (21)$$

$$M'_m = a_m \omega_2^2. \quad (22)$$

Параметры обмоток других катушек определяются по аналогичным формулам; в них следует только изменить индекс m на индекс, соответствующий номеру выбранной катушки.

Вывод выражений для погрешностей делителя

Из рис. 2 следует, что падение напряжения на основной обмотке m -й катушки

$$U_m = I z_m - I_{m-1} M_{mn} + I_m M_{mn}, \quad (23)$$

где I — ток, протекающий по основным обмоткам; I_{m-1} , I_m — уравнивающие токи, протекающие во вспомогательных обмотках.

Уравнение для контура, образованного верхней вспомогательной обмоткой m -й катушки и нижней вспомогательной обмоткой $m+1$ -й катушки, в котором протекает уравнивающий ток I_m , имеет вид

$$I(M_{mn} - M_{m+1, n}) - I_{m-1} M'_m + I_m (z_{mn} + z_{m+1, n}) - I_{m+1} M'_{m+1} = 0 \quad (24)$$

Выражения (23) и (24) справедливы для любой катушки делителя. Входное напряжение делителя

$$U_{вх} = \sum_{i=1}^{i=n} U_i \quad (25)$$

где U_i — падение напряжения на основной обмотке i -й катушки, определяемое по формуле (23), при условии $m=i$. На основании уравнений (23) — (25) составляем систему, которая в матричной форме имеет вид

$$\|U\| = \|z\| \cdot \|I\|, \quad (26)$$

где

$$\|U\| = \begin{pmatrix} U_{yx} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (27)$$

$$\|I\| = \begin{pmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_m \\ \dots \\ U_n \\ I \\ I_1 \\ \dots \\ I_{m-1} \\ I_m \\ I_{m+1} \\ \dots \\ I_{n-1} \end{pmatrix}.$$

Из (26) вычислим погрешность γ_m коэффициента деления с номинальным значением m/n

$$k_m = \frac{\sum_{i=1}^{i=m} U_i}{U_{yx}} = \frac{\sum_{i=1}^{i=m} D_i}{D} = \frac{m}{n} (1 - \gamma_m), \quad (29)$$

где D — определитель системы (26); D_i — определитель, полученный из определителя D путем замены членов i -го столбца на столбец, состоящий из свободных членов.

Определитель системы D равен определителю матрицы сопротивлений $\|z\|$ (28).

Вычисляя определители D_i и D для частных случаев n от 2 до 6, найдем выражения для коэффициентов деления в общем виде

$$k_m = \frac{m}{n} + \frac{1}{n^2} \left[(n-m) \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta z_i}{z_0} - m \sum_{i=m+1}^{i=n} \frac{\Delta z_i}{z_0} \right] +$$

$$+ \frac{1}{n^2} \left\{ \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta a_i}{a_{cp}} \left[(n-m) \sum_{s=i}^{s=m} s (\alpha_s + \beta_{s+1}) + m \sum_{s=m+1}^{s=n-1} (n-s) \times \right. \right.$$

$$\left. \left. \times (\alpha_s + \beta_{s+1}) \right] + m \sum_{i=m+1}^{i=n-1} \frac{\Delta a_i}{a_{cp}} \left[\sum_{s=i}^{s=n-1} (n-s) (\alpha_s + \beta_{s+1}) \right] \right\}. \quad (30)$$

$$\begin{array}{cccccccccccccccc}
 1 \dots & 1 \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 -1 \dots & 0 \dots & 0 & z_1 & \dots & M_{1n} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & -1 \dots & 0 & z_m & \dots & 0 & \dots & -M_{mn} & M_{mn} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & 0 \dots & -1 & z_n & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & 0 \dots & 0 & M_{1n} - M_{2n} & \dots & z_{1n} + z_{2n} \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & 0 \dots & 0 & M_{m-1, n} - M_{mn} & \dots & 0 & \dots & z_{m-1, n} + \dots & -M'_m & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & 0 \dots & 0 & M_{mn} - M_{m+1, n} & \dots & 0 & \dots & -M'_m & z_{ms} + \dots & -M'_{m+1} & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 \dots & 0 \dots & 0 & M_{m+1, n} - M_{m+2, n} & \dots & 0 & \dots & 0 & -M'_{m+1} & z_{m+1, n} + \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 \dots & 0 \dots & 0 & M_{n-1, n} - M_{nn} & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & \dots z_{n-1, n} + \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & + z_{nn}
 \end{array}
 \quad (28)$$

 $||z|| =$

Как видно, погрешность делителя определяется неидентичностью остаточных параметров основных обмоток (второе слагаемое) и неидентичностью магнитных характеристик сердечников (третье слагаемое). При отсутствии на катушках вспомогательных обмоток погрешность ТДН зависела бы от различия магнитных характеристик в сердечниках и составляла бы десятки процентов. При наличии вспомогательных обмоток погрешность делителя от неравенства магнитных характеристик сердечников резко снижается [см. уравнение (30)]. Поскольку обмотки катушек одинаковы, то погрешность от неидентичности остаточных параметров основных обмоток катушек значительно меньше погрешности от неидентичности характеристик сердечников. Для уменьшения погрешности необходимо подбирать сердечники с магнитными характеристиками, по возможности, наиболее близкими друг к другу.

Выделяя в выражении (30) вещественную и мнимую части, получим

$$k_m = \frac{m}{n} (1 - \gamma_{ma} - j \gamma_{m\phi}), \quad (31)$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_{ma} = & -\frac{1}{mn} \cdot \frac{Q^2}{1+Q^2} \left[(n-m) \sum_{i=1}^{i=m} \gamma_{ia} - m \sum_{i=m+1}^{i=n} \gamma_{ia} + \right. \\ & + (n-m) \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{s=1}^{s=m} s \gamma'_{isa} + m \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{s=n-1}^{s=m+1} (n-s) \gamma'_{isa} + \\ & \left. + m \sum_{i=m+1}^{i=n-1} \sum_{s=1}^{s=n-1} (n-s) \gamma'_{isa} \right] - \end{aligned} \quad (32)$$

амплитудная погрешность делителя;

$$\begin{aligned} \gamma_{m\phi} = & -\frac{1}{mn} \cdot \frac{Q^2}{1+Q^2} \left[(n-m) \sum_{i=1}^{i=m} \gamma_{i\phi} - m \sum_{i=m+1}^{i=n} \gamma_{i\phi} + \right. \\ & + (n-m) \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{s=1}^{s=m} s \gamma'_{is\phi} + m \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{s=m+1}^{s=n-1} (n-s) \gamma'_{is\phi} + \\ & \left. + m \sum_{i=m+1}^{i=n-1} \sum_{s=1}^{s=n-1} (n-s) \gamma'_{is\phi} \right] - \end{aligned} \quad (33)$$

фазовая погрешность делителя;

$$\begin{aligned} \gamma_{ia} &= \frac{\Delta r_l}{r} \cdot \frac{r}{\omega L_0} \cdot \frac{1}{Q} + \frac{\Delta l_l}{l} \cdot \frac{l}{L_0}; \\ \gamma_{i\phi} &= -\frac{\Delta r_l}{r} \cdot \frac{r}{\omega L_0} + \frac{\Delta l_l}{l} \cdot \frac{l}{L_0} \cdot \frac{1}{Q}; \\ \gamma'_{isa} &= \frac{\Delta L_l}{L_0} \left(\frac{r'_{sn} + r'_{s+1, n}}{\omega L'_0} \cdot \frac{1}{Q} + \frac{l'_{sn} + l'_{s+1, n}}{L'_0} \right) + \end{aligned}$$

$$+ \frac{\Delta Q_i}{Q} \left(\frac{r'_{sn} + r'_{s+1, n}}{\omega L'_0} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{Q^2 - 1}{Q^2 + 1} - 2 \frac{l'_{sn} + l'_{s+1, n}}{L'_0} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} \right);$$

$$\gamma'_{is\phi} = \frac{\Delta L_i}{L_0} \left(- \frac{r'_{sn} + r'_{s+1, n}}{\omega L'_0} + \frac{l'_{sn} + l'_{s+1, n}}{L'_0} \cdot \frac{1}{Q} \right) +$$

$$+ \frac{\Delta Q_i}{Q} \left(2 \frac{r'_{sn} + r'_{s+1, n}}{\omega L'_0} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} + \frac{l'_{sn} + l'_{s+1, n}}{L'_0} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{Q^2 - 1}{Q^2 + 1} \right).$$

Q — средняя добротность обмоток; $\Delta Q_i = (Q_i - Q)$ — отклонение добротности i -й катушки от средней добротности; $\Delta L_i = L_i - L_0$ — отклонение индуктивности основной обмотки i -й катушки от среднего значения L_0 .

Погрешность делителя рассчитана для несекционированных основных обмоток катушек. Если основные обмотки секционированы и имеют p секций и выходное напряжение делителя снимается с m катушек и p' секций $m+1$ -й катушки, то погрешность выставленного на делителе коэффициента деления $\frac{m+p'r/p}{n}$

$$\gamma_{\lambda} = \frac{m}{m+p'/p} \gamma_m + \frac{p'r/p}{m+p'/p} (\gamma'_{m+1} + \gamma'_p),$$

где γ_m — погрешность делителя на коэффициенте деления m/n , вычисляемая по формулам (32) — (33); γ'_{m+1} — погрешность отношения напряжения на $m+1$ -й катушке к входному напряжению, также вычисляемая по формулам (32), (33); γ'_p — погрешность отношения напряжений на p' секциях $m+1$ -й катушки к напряжению на всей основной обмотке этой катушки [2]. Обычно погрешность γ'_p значительно меньше погрешности γ'_{m+1} и поэтому

$$\gamma_{\lambda} = \frac{m}{m+p'/p} \gamma_m + \frac{p'/p}{m+p'/p} \gamma'_{m+1}.$$

Рассчитаем амплитудную погрешность разработанного трансформаторного делителя при напряжении 1000 В на частоте 1 кГц. Из (32) следует, что при $n=2$

$$\gamma_{\lambda} = - \frac{Q^2}{1+Q^2} \left[\frac{\Delta L_1}{L_0} \left(\frac{r'}{\omega L'_0} \cdot \frac{1}{Q} + \frac{l'}{L'_0} \right) + \right. \\ \left. + \frac{\Delta Q_1}{Q} \left(\frac{r'}{\omega L'_0} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{Q^2 - 1}{Q^2 + 1} - 2 \frac{l'}{L'_0} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} \right) \right]. \quad (34)$$

Здесь r' и l' — активное сопротивление и индуктивность рассеяния вспомогательной обмотки.

Делитель состоит из двух тороидальных магнитных сердечников размером $130 \times 70 \times 60$ мм из пермаллоевой ленты 80 НМ. Обмотки выполнены из жгута, свитого из шести проводов МГТФ—

0,14 мм²: пять проводов образуют основную обмотку, а шестой—вспомогательную. Жгут намотан на сердечники в два слоя. Параметры имеют следующие значения: $L_0=183$ Гн; $Q=1,3$;

$$\frac{\Delta L_1}{L_0} = 1,6 \cdot 10^{-2}; \quad \frac{\Delta Q_1}{Q} = 5,5 \cdot 10^{-2}; \quad r'/\omega L'_0 = 7 \cdot 10^{-5};$$

$$\frac{r}{L'_0} = 1,9 \cdot 10^{-6}.$$

Подставляя эти значения в (34), получим $\gamma_a = 1,2 \cdot 10^{-7}$.

Заключение

Анализ работы делителя с повышенным входным напряжением показывает, что его основной погрешностью является погрешность от неидентичности магнитных характеристик сердечников. Для ее снижения необходимо подбирать одинаковые сердечники.

Разработанная методика может быть применена для расчета погрешностей других видов ТДН, например, делителя, построенного по двоично-десятичному коду, и делителя с переменным входным сопротивлением [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б., Байков В. М. Новые виды трансформаторных делителей напряжения. «Измерительная техника», 1972, № 1, с. 59—61.
2. Байков В. М. Анализ погрешностей трансформаторных делителей напряжения. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), 1968, Изд-во стандартов, с. 125—143.

Поступила в редакцию 8/III 1973 г.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ С МАЛЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Трансформаторные делители напряжения (ТДН) получили широкое распространение в электронизмерительной технике благодаря высокой точности. Однако существующие ТДН имеют значительное выходное сопротивление (несколько ом и выше), что не позволяет расширить диапазон работы устройств с малым сопротивлением (например, термоэлектрических компараторов напряжения) [1—4]. В настоящее время для исключения погрешности от шунтирования ТДН нагрузкой применяют разгрузочные схемы, значительно усложняющие работу [5]. При этом возникает погрешность от формы кривой измеряемого напряжения: в ряде случаев это приводит к недопустимо большим погрешностям.

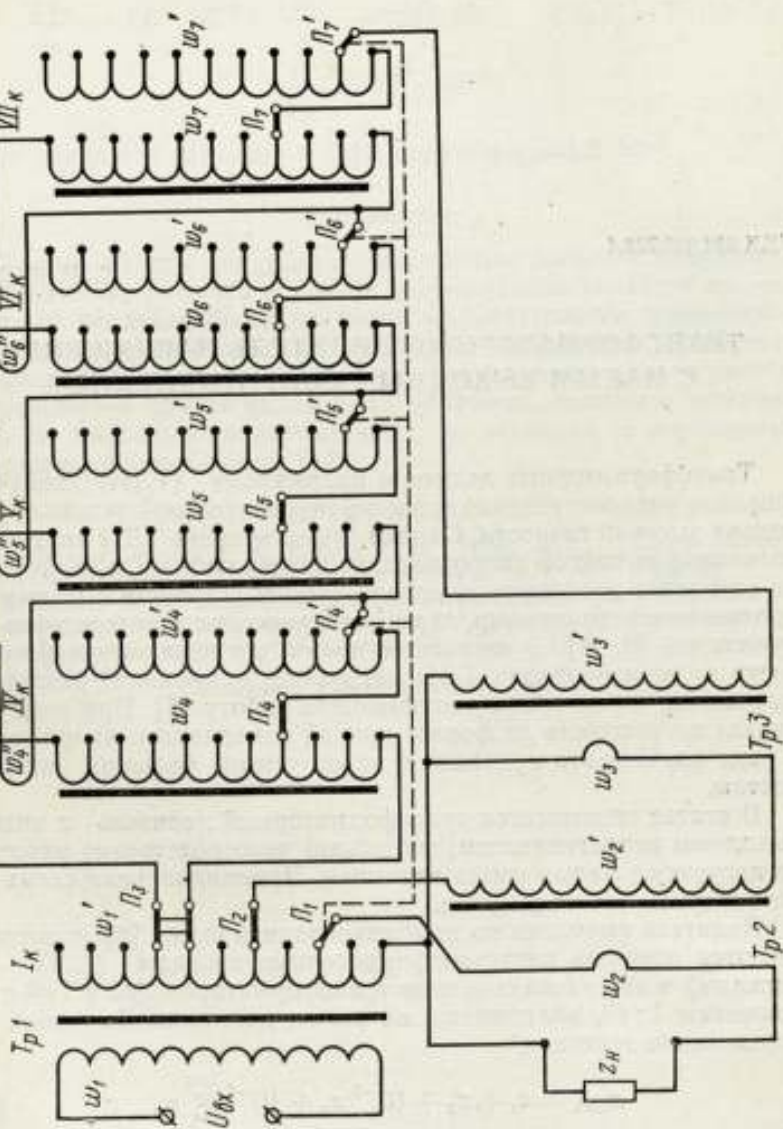
В статье описывается трансформаторный делитель с низким выходным сопротивлением, способный непосредственно работать на нагрузку с малым сопротивлением. Принципиальная схема делителя показана на рисунке.

Делитель выполнен по комбинированной схеме [2], в которой имеются обычные автотрансформаторные каскады (I, IV—VII каскады) и два каскада в виде трансформаторов $Tr2$ и $Tr3$ с отношением 1:10, включенные на выход делителя. Выходное сопротивление делителя

$$z_{\text{вых}} = z_1 + z_2 + 10^{-2} z_3 + 10^{-4} \sum_{i=4}^{i=7} z_i, \quad (1)$$

где $z_1 \div z_7$ — выходные сопротивления I—VII каскадов соответственно.

Как видно из (1), выходное сопротивление делителя зависит, в основном, от сопротивлений первых двух каскадов. Сопро-



Принципиальная схема трансформаторного делителя напряжения

ление третьего каскада снижается в 100 раз благодаря тому, что он подключен к выходу делителя через трансформатор $Tr2$, а сопротивление остальных каскадов снижается в 10^4 раз ввиду того, что они подключены к выходу делителя через два трансформатора $Tr2$ и $Tr3$. Таким образом, в данном делителе выходное сопротивление определяется только сопротивлением первых двух каскадов, а не всех декад, как в других делителях [1, 3, 4]. В разработанном делителе необходимо было снизить прежде всего сопротивления первых двух каскадов. С этой целью их обмотки были выполнены из медных пластин. Однако и после этого выходное сопротивление $z_{вых}$ делителя оказывается достаточно высоким (несколько десятых Ома), а погрешность от шунтирования его нагрузкой

$$\gamma_{ш} = \frac{z_{вых}}{z_{н}} \quad (2)$$

имеет значительную величину.

Автором предложен способ компенсации этой погрешности с помощью дополнительных обмоток, помещаемых на низших каскадах делителя. В делителе на IV—VII каскадах, кроме основных $w_4 \div w_7$, имеются дополнительные обмотки $w'_4 \div w'_7$. С этих обмоток на выход подается напряжение, компенсирующее погрешность делителя от шунтирования его нагрузкой.

Выходное сопротивление z_1 первого каскада трансформатора $Tr1$

$$z_1 = k(k+1) \frac{z_{max}}{2}, \quad (3)$$

где $k \leq 1$ — коэффициент деления первого каскада; z_{max} — максимальное выходное сопротивление трансформатора при $k=1$.

Из (3) видно, что при изменении коэффициента деления первого каскада изменяется его выходное сопротивление и, следовательно, согласно (2) погрешность делителя. Поэтому для компенсации погрешности ТДН при всех его показаниях напряжение, снимаемое с дополнительных обмоток, должно меняться с изменением показания первого каскада, т. е. с изменением положения переключателя $П_1$. С этой целью переключатели $П'_4 \div П'_7$, с помощью которых снимается напряжение с дополнительных обмоток, механически соединены с переключателем $П_1$, и поэтому дополнительное напряжение, подаваемое на выход делителя, изменяется в соответствии с изменением его показаний. Данный способ позволяет компенсировать погрешность с любой степенью точности, она будет определяться только нестабильностью выходного сопротивления делителя и его зависимостью от внешних условий, и прежде всего от температуры.

Разработанный делитель, рассчитанный на диапазон напряжений 3—150 В и частот 400—500 Гц, состоит из семи каскадов. Погрешность ТДН не превышает $2 \cdot 10^{-4}$ — $1 \cdot 10^{-3}\%$ в зависимости

от показаний. Делитель применяется для расширения диапазона работы термоэлектрического компаратора напряжения, который имеет сопротивление 2 кОм при входных напряжениях делителя 10—150 В и 600 Ом при напряжениях 3—10 В.

Размеры сердечников, число витков, диаметры проводов и сечение пластин каскадов приведены в таблице.

№ каскада	Обмотка	Число витков	Сечение, диаметр обмотки	Сердечник, мм
Tr1	w_1	150	Пластина сечением 5 мм ²	150×100×90
	w'_1			
Tr2	w_2	20		
	w'_2	200		
Tr3	w_3	40		
	w'_3	400		
IV—V	w_4, w_5	300	90×56×40	
	w'_4, w'_5	300		
	w_4, w_5	30		
VI—VII	w_6, w_7	300	90×56×20	
	w'_6, w'_7	300		
	w_6, w_7	30		

Таким образом, методы снижения выходного сопротивления трансформаторных делителей могут быть использованы при разработке делителей с низкими выходными сопротивлениями, работающими в широком диапазоне частот и напряжений.

Предложенный способ компенсации погрешности делителя от шунтирования нагрузкой позволит исключить погрешности трансформаторных делителей от различных факторов.

ЛИТЕРАТУРА

- Hill I. I. and Miller A. P. A seven-decade adjustable ratio inductively coupled voltage divider with 0,1 part per million accuracy. — „Proceedings of the IEE”, 1962, v. 109B, №44, pp. 157-162.
- Binnie A. I. Inductively voltage divider with low output impedance. — „I. Scient.” Instr., 41, 1964, № 12, pp. 747—750.
- Байков В. М. Трансформаторный делитель напряжения высокой точности. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1971, вып. 115 (175), Изд-во стандартов, 1971, с. 131—140.
- Smiley C. The Type 1493 Precision Decade Transformer Experiment. April, 1967, pp. 4-10.
- Cimilluca C., o'Leary D. Calibration of DC and AC Digital Voltmeters IRE Internat. — „Convent. Rec”, 1962, 10, №9, pp. 161-172.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

УДК 621.316.8.011

И. Я. КЛЕБАНОВ, В. А. НОВИКОВ, Н. Г. ЛОБЖАНИДЗЕ,
Г. В. МЧЕДЛИДЗЕ, Е. А. БЕЛЯЕВ

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ РЕЗИСТОРОВ

Постоянная времени τ является одним из основных компонентов частотной погрешности для большинства резисторов, применяемых в диапазоне частот до сотен килогерц — десятков мегагерц [1]. По определению постоянной времени резисторов опубликовано большое количество работ [2—10]. Однако измерения в данной области производились на установках, разработанных 10—15 лет назад (У-592), либо выпущенных единичными экземплярами (УППВ-1). С появлением новых элементов измерительных цепей (трансформаторы с тесной индуктивной связью, индуктивные делители напряжения, индуктивные компараторы тока [13, 15, 16]), новых конструкций образцовых мер (коаксиальные, микропроволочные резисторы) [10, 11, 12] стала возможна разработка средств измерений постоянной времени резисторов в широком диапазоне номинальных значений сопротивлений. Это, в свою очередь, потребовало усовершенствования существующих и разработки новых методов измерений.

Методы измерений постоянной времени резисторов

Постоянная времени τ может быть определена через главный и остаточный параметры резистора [1]

$$\tau = \frac{L \pm M}{R_0} - R_0 C - \frac{\omega_p^2}{\omega_0^2} \frac{L}{R_0}, \quad (1)$$

где R_0 — главный параметр — активное сопротивление резистора, Ом; L , M , C — остаточные параметры резистора (собственная и взаимная индуктивности, емкость); ω_p , ω_0 — рабочая и резонансная круговые частоты резистора, рад/с.

При $\omega_p \ll \omega_0$ выражение для τ может быть представлено как

$$\tau = \frac{L_{эф}}{R_0} = -C_{эф} R_0 \quad (2)$$

где $L_{эф} = L \pm M - CR_0^2$, $C_{эф} = C - \frac{L \pm M}{R_0^2}$ — эффективные

остаточные параметры резистора.

Поскольку точность определения постоянной времени резисторов может составлять единицы — десятки процентов [1, 10], активное сопротивление (R_0) измеряют на постоянном токе (низкой частоте) и измерение τ сводится, по существу, к измерению остаточных параметров резисторов.

На схеме приведена предложенная авторами классификация методов измерений постоянной времени резисторов. Абсолютные методы (для резисторов правильной геометрической формы) используют, главным образом, при создании образцовых мер τ [1—6, 9—11].

Относительные методы по способу получения результата могут быть разделены на методы непосредственной оценки и сравнения с мерой.

Методом непосредственной оценки определяют остаточные параметры либо измеряемого резистора, либо резистора-копии. Под резистором-копией понимаем резистор одинаковых геометрических размеров с измеряемым (с одинаковыми остаточными параметрами), конструкция которого дает возможность определения τ копии прямопоказывающими приборами (например, медная копия манганинового резистора, разомкнутый бифиляр и др. [4, 5]).

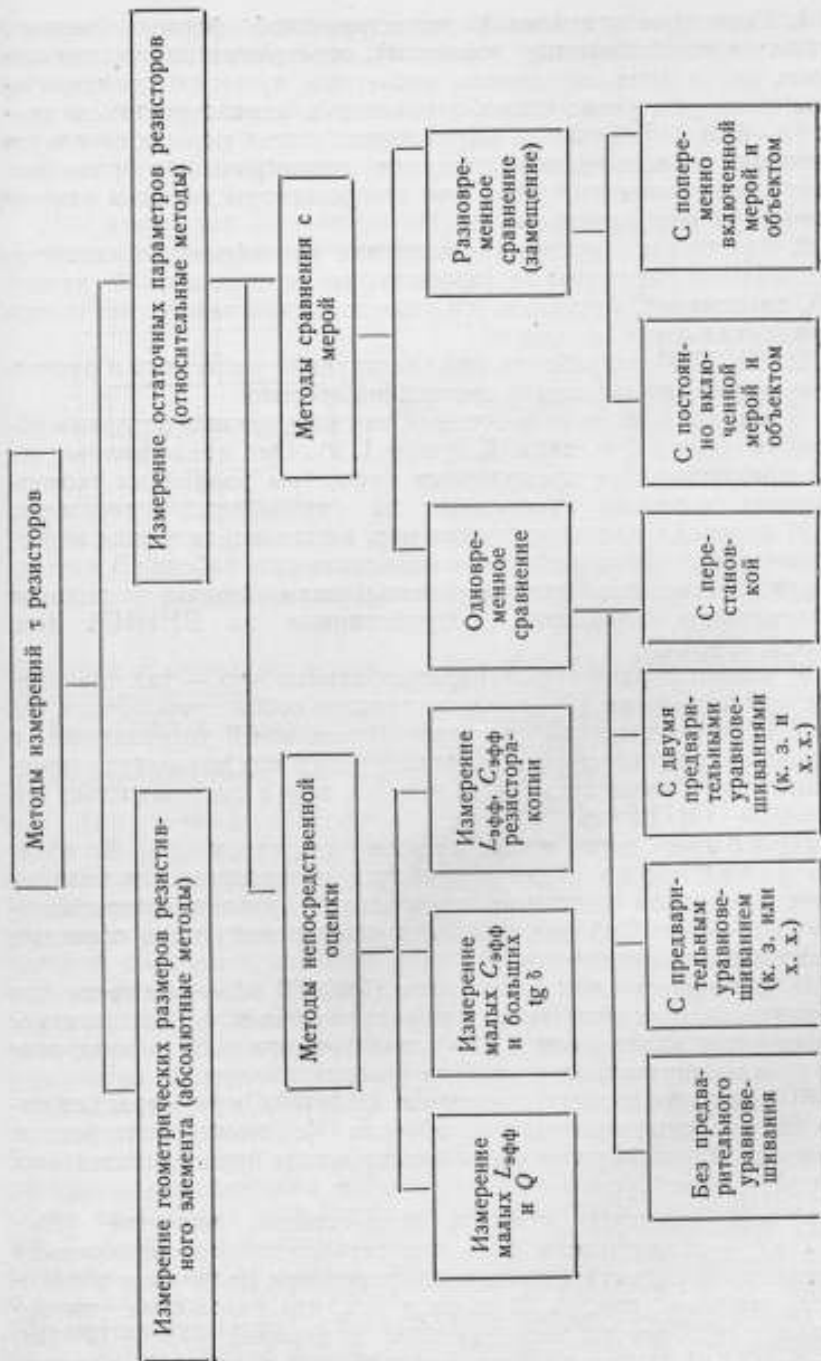
Среди методов сравнения с мерой наибольшее распространение получили методы разновременного сравнения (замещения). Эти методы обеспечивают высокую точность измерений, однако они трудоемки и требуют большого числа образцовых мер.

Использование для измерений τ измерительных цепей с индуктивно связанными элементами, обладающими высокой стабильностью и малыми погрешностями соотношений [13], с одной стороны, расширило возможности метода замещения (замещение мер неравных номинальных значений), а с другой — создало предпосылки для широкого применения метода одновременного сравнения, упрощающего процесс измерения τ резисторов.

Описанные выше методы измерений использованы в разработанном комплексе средств измерений постоянной времени резисторов.

Средства измерений постоянной времени резисторов

Образцовые меры постоянной времени. В качестве образцовых мер τ используют, главным образом, резисторы следующих типов.



1. Резисторы правильной геометрической формы (кольцо, прямолинейный бифиляр, коаксиал), остаточные параметры которых могут быть определены расчетным путем по геометрическим размерам резистивных элементов и характеристикам среды [3—5, 9, 11]. Точность определения τ этих мер определяется точностью изготовления и измерения геометрических размеров резистивных элементов. В статье эти резисторы названы расчетными образцовыми мерами τ .

2. Резисторы с аттестованными или пренебрежимо малыми остаточными параметрами (проволочные со специальной намоткой, пленочные). Авторами эти резисторы названы расчетно-экспериментальными мерами τ .

Во ВНИИМ разработан ряд конструкций расчетных и расчетно-экспериментальных мер постоянной времени:

1) три модификации расчетных, так называемых петлевых образцовых мер τ (см. табл. 1, графы 1, 2). Они представляют собой прямолинейные проволочные бифиляры различных геометрических размеров, укрепленные на специальных держателях;

2) коаксиальная конструкция мер, выполненная в виде короткозамкнутого проводника типа коаксиального кабеля. В качестве резистивных элементов мер использован провод из сплавов «маргалин» и «терминал», разработанных во ВНИИМ (см. табл. 1, графа 3);

3) комплект расчетно-экспериментальных мер — так называемые «цепные» меры [9], представляющие собой проволочные резисторы со специальной (встречной) намоткой, укрепленные в цилиндрических корпусах. Эта конструкция мер позволяет суммировать постоянные времени отдельных мер с погрешностью порядка $(5-10) \cdot 10^{-3}$ с.

Приборы для измерения постоянной времени резисторов. При разработке аппаратуры для измерения τ в широком диапазоне номинальных значений сопротивлений ($10^{-2}-10^8$ Ом) должны быть учтены следующие основные особенности таких измерений:

а) для низкоомных резисторов ($R \leq 100$ м) — четырех- или пятизажимное подключение измеряемого объекта (без электростатического экрана или с ним), электромагнитное экранирование присоединительных устройств (рис. а);

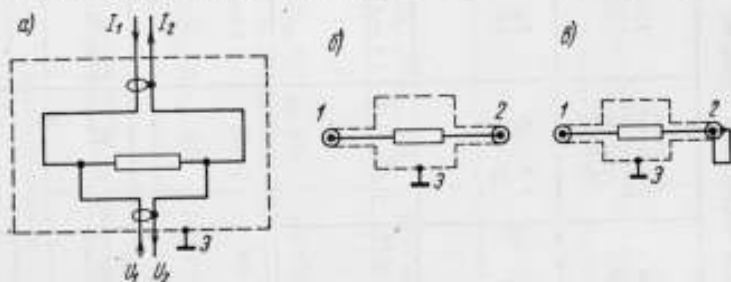
б) для высокоомных резисторов ($R \geq 10^4$ Ом) — трехзажимное подключение измеряемого объекта (с электростатическим экраном), электростатическое экранирование присоединительных устройств (рис. б);

в) для резисторов средних номинальных значений ($10-10^4$ Ом) — возможность двух- или трехзажимного подключения измеряемого объекта (экран изолирован или подключен к одному из выводов (рис. в)). В связи с тем, что разработка универсального прибора на весь диапазон измерений ($10^{-2}-10^8$ Ом, $40-5 \cdot 10^6$ Гц) является сложной технической задачей, был создан

и усовершенствован ряд приборов для измерения τ резисторов, перекрывающих требуемые диапазоны номинальных значений и частот.

Фазометрическая установка предназначена для работы в диапазоне номинальных значений 0,001—10 Ом и частот 10^3 — $5 \cdot 10^4$ по методу одновременного сравнения фазовых углов измеряемого объекта и резистора — копии (см. табл. 2, графа 5) [5].

Для измерений остаточных параметров резисторов в диапазоне средних номинальных значений наибольшее распространение



Схематическое изображение объектов измерения.

получили Х-образные мосты с резистивными плечами и трансформаторные мосты.

Во ВНИИМ модернизирована установка с шестиплечим индуктивно-емкостным мостом вида $(L \times \frac{1}{C})_{RR}$, разработанная для точных измерений индуктивностей и емкостей (табл. 2) [14]: мост приведен к четырехплечему виду, что повысило точность измерений малых остаточных параметров ($L_{эф}$); чувствительность и избирательность установки повышена более, чем на порядок; путем использования универсальной соединительной колодки исключено влияние соединительных проводников на измеряемый объект. Остаточные параметры резисторов измеряют методом замещения с попеременным включением объекта и меры. В качестве образцовых мер используют расчетные и расчетно-экспериментальные меры τ .

В Тбилиском филиале ВНИИМ разработан измеритель полной проводимости (G, C, L) в диапазоне частот 10^4 — 10^6 Гц (см. табл. 2). Прибор представляет трансформаторный мост с дискретно-переменными значениями отношений плеч и постоянными значениями мер активной и реактивной проводимостей. Особенность конструкции состоит в трехкаскадном включении плечевого делителя напряжения, образующего дискретные отношения плеч 1:1, 10:1 (1:10), 100:1 (1:100), 1000:1 (1:1000). Двадцатисекционные делители напряжения, выполненные по схеме симметричной цепочки бинарных делителей обеспечивают

Технические характеристики разработанных мер постоянной времени

Мера и ее обозначение	Разработчик	Диапазон частот, Гц	Диапазон номинальных значений сопротивлений, Ом	Диапазон измерений постоянной времени $\tau \times 10^6$, с	Попришность по постоянной времени	Количество изготовленных комплектов
Петлевая, расчетная, переменного значения СПРП-1 (набор из 2 шт.)	ВНИИМ	0—4·10 ⁴	2—100 0,2—10	1,5—20 20—25	$\delta \tau < 1,5\%$ $\delta \tau < 7\%$	3
		0—4·10 ⁴	(1, 2, 3, ..., 10)10 ²	0,05—1,5	$\delta \tau = (1,5+12)\%$	3
Петлевая расчетная постоянного значения СПР-1 (набор из 10 шт.)	ВНИИМ	0—1·10 ⁵	1, 10, 10 ² , 10 ³	7—65	$\delta \tau = 0,1\%$	2
Коаксиальная расчетная постоянного значения КРМС-1 (набор из 4 шт.)	Тбилисский филиал ВНИИМ, ВНИИМ	0—4·10 ⁴	(1, 2, 3, 4)10 ⁿ $n = 2, 3$	0,5—16	$\Delta \tau = (0,5+1)10^{-8}$ с	3
Меры постоянного значения ОПВ-1 (набор из 8 шт.)	ВНИИМ	0—4·10 ⁴				

Аппаратура для измерения постоянной времени резисторов τ

Наименование установки	Разработчик	Частотный диапазон	Диапазон измерений		Погрешность измерения $\Delta \tau$
			активной составляющей, Ом	реактивной составляющей	
Четырехплечный мост вида $L \left(\frac{1}{C} \right)_{RR}$	ВНИИМ	40—4·10 ⁴	1—10 ⁴	(10 ⁻⁸ —10 ⁻²)Г	$\pm(0,02-3) \cdot 10^{-8} \tau$
		2·10 ⁵ —5·10 ⁶	10 ⁶ —10 ⁸	(10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁹)Ф	$\pm(2 \cdot 10^{-9}-2 \cdot 10^{-5}) \tau$
		400—2·10 ⁴	10 ⁴ —10 ⁸	(10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁹)Ф	$\pm(5 \cdot 10^{-10}-5 \cdot 10^{-5}) \tau$
Трансформаторный мост вида $\left(\frac{G \parallel C}{G \parallel C} \right)_M$	Тбланский филиал ВНИИМ	10 ⁴ —10 ⁵	10—10 ⁷	(10 ⁻¹³ —10 ⁻⁷)Ф	$\pm(0,05 \tau+5 \cdot 10^{-10}) \tau$
Измеритель полной проводимости СГЛ0171	ВНИИЭП	10 ² —5·10 ⁴	0,001—10	(10 ⁻⁶ —1·10 ⁻⁵)С	$\pm(0,05 \tau+1 \cdot 10^{-5}) \tau$
Фазометрическая установка					

отношения плеч 1:1, 10:1, 100:1 на частоте 100 кГц с относительной погрешностью порядка $\pm(2 \cdot 10^{-5} - j5 \cdot 10^{-5})$ [15].

Для измерений остаточных параметров высокоомных резисторов ($R \geq 10^4$ Ом) во ВНИИМ разработан трансформаторный

мост-компаратор вида $\left(\frac{G \parallel C}{G \parallel C}\right)_M$ (табл. 2). При измерении мо-

гут быть использованы методы одновременного сравнения с предварительным уравниванием (холостого хода) и с перестановкой, а также метод замещения с попеременным включением меры и объекта. В качестве образцовых используют расчетно-экспериментальные меры τ . Относительная погрешность трансформатора под нагрузкой при отношении плеч 1:10 не превышает величины $\pm 5 \cdot 10^{-5}$. Тонкое уравнивание моста по активной составляющей производят при помощи блока регулировки амплитуды, представляющего собой магазин активной проводимости с четырехдекадным индуктивным делителем напряжения и пятидекадным емкостным делителем тока ($G = 1 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-14}$ См) *.

Для измерений остаточных параметров высокоомных резисторов на высоких частотах ($2 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^7$ Гц) может быть использована разработанная во ВНИИМ установка с емкостным высо-

кочастотным мостом вида $\left(\frac{C}{C}\right)_R$ [14] (см. табл. 2). Изме-

рения производят методом замещения с попеременным включением меры и объекта разных номинальных значений. Образцовой мерой служит высокочастотный конденсатор переменной емкости. Постоянную времени объекта измерения определяют по разности отсчетов емкостей конденсатора при двух уравниваниях моста (без измеряемого объекта и с измеряемым объектом).

Заметим, что точность измерений (см. табл. 1, 2) может быть достигнута только при определенных конструкциях объектов измерений, предусматривающих электростатическое и электромагнитное экранирование и устраняющих влияние параметров присоединительных устройств (индуктивностей и взаимных индуктивностей вводов у низкоомных резисторов, шунтирующих емкостей — у высокоомных резисторов).

Заключение

1. Предложена классификация методов измерений постоянной времени резисторов, положенная в основу разработок аппаратуры.

* См. статью И. Я. Клебанова «Трансформаторный мост-компаратор для точных измерений параметров высокоомных резисторов на переменном токе» в настоящем сборнике, с. 25.

2. Разработан комплекс аппаратуры (образцовые меры, приборы), предназначенный для измерения постоянной времени в диапазоне номинальных значений сопротивлений $10^{-2} \div 10^8$ Ом и частот $40-5 \cdot 10^6$ Гц. По сравнению с существующей точность измерений повышена в 5—100 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нестеренко А. Д. Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания. Изд. АН УССР, 1960, 716 с.
2. Schering H. Die Doppelbrücke zur Messung des Phasenwinkels sehr kleiner Widerstände. — „ETZ“, 1917, 38, pp. 421,436.
3. Blechschmidt E. Präzisionsmessungen von Kapazitäten, Induktivitäten und Zeitkonstanten. 1956, BdII, pp. 165-167.
4. Brasack F. Einrichtung zur Messung der Zeitkonstanten von Widerständen. „PTB Mitteilungen“, 1964, №4, pp. 335-358.
5. Schlinke H. Ein Meßverfahren zur Bestimmung der Zeitkonstanten an niederohmigen Normalwiderständen. — „PTB-Mit.“ №2, 1967, pp. 139-135.
6. Быков М. А. Измерение остаточной индуктивности малоомных сопротивлений мостом Андерсона. «Электричество», 1938, № 9, с. 44.
7. Быков М. А. Компенсационная схема для измерения постоянной времени малоомных сопротивлений. «Электричество», 1938, № 12.
8. Быков М. А. Разработка установки для точных измерений угла потерь и постоянной времени многоомных сопротивлений. «Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений», Изд. СО АН СССР, 1961, с. 163—167.
9. Зорин Д. И. Исследования катушек сопротивления переменного тока. Автореферат канд. дисс. ВНИИМ, Ленинград, 1950.
10. Кротков И. Н., Клебанов И. Я., Гуриянов В. С., Мчедлидзе Г. В. Методы и аппаратура для точных измерений параметров резисторов на переменном токе. «Доклады Всесоюзной научно-технической конференции по радиотехническим измерениям», т. 1, Новосибирск, 1970, с. 33—37.
11. Wilkins F. I., Swan M. I. Resistors having a calculable performance with frequency. „Proc. IEE“, 1969, v. 116, №2, p. 318-322.
12. Кухарь В. В. Сплавы электрического сопротивления. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 115 (175), Изд-во стандартов, 1971, с. 28.
13. Карандеев К. Б. Трансформаторные измерительные мосты. «Энергия», 1970.
14. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Стандартгиз, 1966.
15. Лобжанидзе Н. Г., Тавдгиридзе Л. Н. Частотные свойства бинарных делителей. «Измерительная техника», 1971, № 7, с. 55.
16. Ling Shan Kang. Transformer Bridge for Measuring the Time Constants of Resistors. „Acta Imeko“, 1967, pp. 519-527.

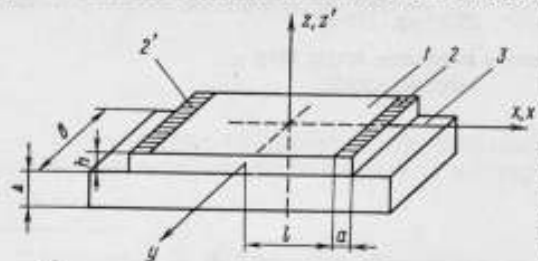
Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО ПЛОСКОГО РЕЗИСТОРА

При исследовании на переменном токе тонкопленочных резисторов важно найти величины основных параметров пленки, представляя их в функции геометрических размеров резистора и частоты источника питания. К числу основных параметров высокоомных резисторов (свыше 100 Ом) относят активное сопротивление и емкость. Эквивалентную схему замещения исследуемого резистора изображают [1—3, 5, 7, 8] параллельным соединением активного сопротивления и емкости. Расчет активного сопротивления, и особенно емкости резистивной пленки, до сих пор представляет большие трудности. Указанные в технической литературе полуэмпирические формулы [4], а также приближенные расчетные соотношения, полученные с помощью теории электрических цепей [9], не обеспечивают достаточной сходимости с экспериментальными данными.

В настоящей статье приводится методика расчета основных параметров резистора, исходя из классических уравнений электромагнитного поля. Это является наиболее строгим решением задачи определения па-

раметров резистора на переменном токе. При вычислениях воспользуемся [10—15] теоретической моделью резистора (см. рисунок). Представим, что однородная резистивная пленка 1 длиной $2l$ и толщиной h имеет два



Конструктивная модель тонкопленочного плоского резистора на диэлектрической подложке.

пленочных металлических контактах 2 и 2' длиной a и диэлектрическую подложку 3 шириной b , толщиной Δ .

Положим, что геометрические размеры резистора определяются из следующих условий:

$$\begin{aligned} \omega l &\ll v_c; \\ a &\ll l, \quad h \ll l < b, \end{aligned} \quad (1)$$

где v_c — скорость света.

Кроме того, будем считать, что при $x > b$ и $y = 0$ градиент потенциала

$$\frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial x} = 0. \quad (2)$$

Сделанные допущения позволяют пренебречь эффектами запыливания, поверхностным эффектом и воспользоваться теорией квазистационарных режимов. Рассматривая задачу на плоскости, будем решать уравнение Лапласа

$$\frac{\partial^2 \dot{\varphi}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{\varphi}}{\partial z^2} = 0. \quad (3)$$

Подбираем функцию Грина так, чтобы $G(x, z, x', 0) = 0$. Тогда для комплексной амплитуды потенциала получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varphi}(x, z) &= \frac{z}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\dot{\varphi}(x', 0)}{(x-x')^2 + z^2} dx', \quad \text{при } z > 0 \\ \dot{\varphi}(x, z) &= -\frac{z}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\dot{\varphi}(x', 0)}{(x-x')^2 + z^2} dx', \quad \text{при } z < 0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Далее на основании теоремы Грина—Гаусса можно написать

$$\left. \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial z} \right|_{z=0+} - k \left. \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial z} \right|_{z=0-} = \frac{\dot{\delta}(x)}{\epsilon_0}. \quad (5)$$

Согласно закону Ома

$$-\frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial x} = \frac{\dot{\delta}(x)}{\gamma} = \frac{R \cdot h \cdot b}{2l} \dot{\delta}(x)$$

или

$$\frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial x} + \frac{R \cdot b \cdot h}{2l} \dot{\delta}(x) = 0. \quad (6)$$

Следствием непрерывности электрического тока является

$$\operatorname{div} \dot{\delta}(x) = \frac{\partial \dot{\rho}}{\partial t}$$

$$\text{или} \quad \frac{\partial \dot{\delta}}{\partial x} + j \omega \dot{\rho}(x) = 0. \quad (7)$$

Здесь $\dot{\sigma}(x)$ — комплексная амплитуда поверхностной плотности заряда пленки; $\dot{\delta}(x)$ — комплексная амплитуда поверхностной плотности тока в сечении пленки; $\dot{\rho}(x)$ — комплексная амплитуда объемной плотности заряда пленки; R — сопротивление пленки на постоянном токе; $1 < k < \epsilon_r$ — относительная диэлектрическая проницаемость среды; $z=0^-$, $z=0^+$ — координаты нижней и верхней границ пленки.

Совместное решение уравнений (4), (5) и (6) дает

$$\dot{\sigma}(x) = - \lim_{z \rightarrow 0} \frac{\epsilon_0(1+k)}{z} \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(x', 0) \frac{(x-x')^2 - z^2}{[(x-x')^2 + z^2]^2} dx';$$

$$\dot{\varphi}(x', 0) = - \int_{-l}^{+l} \frac{Rbz}{2l} \dot{\delta}(x', 0) dx'.$$

Отсюда, принимая во внимание (1) и (2) будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\sigma}(x) &= \lim_{z \rightarrow 0} \frac{\epsilon_0 R \cdot b \cdot h \cdot (1+k)}{2\pi l} \int_{-l}^{+l} \dot{\delta}(x', 0) dx' \int_{-l}^x \frac{(x-x')^2 + z^2}{[(x-x')^2 + z^2]^2} dz' \\ \dot{\sigma}(x) &= \frac{\epsilon_0 R b (1+k)}{2\pi l} \int_{-l}^{+l} j^{(1)}(x', 0) \ln \left| \frac{x-x'}{l+x} \right| dx' \end{aligned} \right\} (8)$$

где $h \cdot \dot{\delta}(x', 0) = j^{(1)}(x', 0)$ — комплексная амплитуда тока на единицу ширины пленки.

На основании (7)

$$j^{(1)}(x) - j^{(1)}(-l) = -j \omega \dot{\sigma}(x) dx,$$

и поэтому

$$j^{(1)}(x) = j^{(1)}(-l) - j \omega \frac{\epsilon_0 \cdot R \cdot b \cdot (1+k)}{2\pi l} \int_{-l}^{+l} j^{(1)}(x', 0) \ln \left| \frac{x-x'}{l+x} \right| dx'.$$

В относительной мере при $l=1$

$$\xi(x) = \frac{j^{(1)}(x)}{j^{(1)}(-l)} = 1 - j \epsilon_0 (1+k) R b f \int_{-1}^{+1} \xi(x') \cdot \ln \left| \frac{x-x'}{1+x} \right| dx' \quad (9)$$

или

$$\xi(x) = 1 - j n f \int_{-1}^{+1} \xi(x') \cdot \ln \left| \frac{x-x'}{1+x} \right| \cdot dx^{(1)},$$

где $n = \varepsilon_0(1+k) \cdot b \cdot R$.

Вычислим теперь напряжение на зажимах резистора

$$\dot{U} = - \int_{-l}^{+l} \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial x} dx = \frac{R \cdot b}{2l} \int_{-l}^{+l} j^{(n)}(x) \cdot dx = Rj(x). \quad (10)$$

Тогда полное сопротивление резистора на переменном токе

$$Z = \frac{\dot{U}}{j^{(n)}(-l)} = R \xi(x). \quad (11)$$

Соответственно для полной проводимости, имея в виду параллельную схему замещения резистора

$$Y = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\xi(x)} = G_{\omega} + j \omega C. \quad (12)$$

Отсюда находим искомые значения параметров резистора

$$\left. \begin{aligned} G_{\omega} &= G \times \operatorname{Re} [\xi(x)^{-1}] \\ C &= \frac{1}{\omega R} \times \operatorname{Im} [\xi(x)^{-1}] \end{aligned} \right\}, \quad (13)$$

где $G = \frac{1}{R}$

Окончательный результат будет получен после решения интегрального уравнения (9). В таких случаях применяют метод последовательных приближений, используя варьируемые пробные функции.

Как показано в работе [4], в данном случае решение интегрального уравнения (9) возможно для ограниченного диапазона частот

$$x = nf < 0,41, \text{ т. е. } f < \frac{0,41}{\varepsilon_0(1+k)b} \cdot \frac{1}{R}.$$

Обозначив через $\langle \xi(x) \rangle$ значения, полученные вариационным методом [4] при решении уравнения (9), можно переписать выражение (13) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} G_{\omega} &= G \times \operatorname{Re} [(\langle \xi(x) \rangle)^{-1}]; \\ C &= \frac{x}{\omega R} \times \operatorname{Im} [(\langle \xi(x) \rangle)^{-1}] = \frac{\varepsilon_0(1+k)b}{2\pi} \operatorname{Im} [(\langle \xi(x) \rangle)^{-1}] \end{aligned} \right\} \quad (13a)$$

Проведенные вычисления позволили получить [4] следующее соотношение, достаточно хорошо согласуемое с экспериментальными данными [2, 3, 5—8]

$$G_{\omega} = G \frac{1 + 1,517 x^2 + 0,529 x^4}{1 + 1,088 x^2 + 0,296 x^4}. \quad (14)$$

Аналогичным образом авторами рассчитано значение эффективной емкости пленочного резистора

$$C = \frac{\epsilon_0(1+k)b}{2\pi} \cdot \frac{1 + 1,038 \kappa^2 + 0,644 \kappa^4}{1 + 1,088 \kappa^2 + 0,296 \kappa^4} \quad (15)$$

Коэффициент k , характеризующий зависимость диэлектрической проницаемости от материала подложки и окружающей среды, слабо зависит от частоты [16—23]. В большей степени это относится к кварцевым и стеклянным подложкам, в меньшей — к керамическим. В керамических основаниях резисторов с ростом частоты можно обнаружить уменьшение диэлектрической постоянной, особенно при повышенных температурах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гальперин Б. С. Непроволочные резисторы. «Энергия», 1968.
2. Dummer G. W. A. Fixed Resistors, Ed. Isaac. Pitmann and Sons, 1995, London, v. 1, pp. 53-59.
3. Vermande J., „Onde Electrique“, 1960, V 1, N 399, pp. 466-473.
4. Pontecorvo P., „Alta Frequenza“, Aug. Sept., 1938, v. 7, pp. 570-581; „Wireless Engineer“, Sept. 1938, v. 15, N180.
5. Howe G. W. O., „Wireless Engineer“, 1935, v. XII, N 141, pp. 291-295.
6. Howe G. W. O., „Wireless Engineer“, 1935, v. XII, N 143, pp. 413-414.
7. Howe G. W. O., „Wireless Engineer“, 1940, v. XVII, N 206, pp. 471-477.
8. Broady R. and Levinstein H., „Physical Review“, 1954, v. 94, N 2, pp. 285-289.
9. Микитинский М. Ш. Новые методы и аппаратура для точных измерений малых величин полного сопротивления и полной проводимости. Автореферат канд. дисс., ВНИИМ, Ленинград, 1969.
10. Gillhaus H., „Elektronische Rundschau“, Oktober 1962, 16 Jahrgang, Heft 10, S. 453-456.
11. Brady L. Y., „Proc. Electr. Comp. Conf.“, 4—6/V, 1966, pp. 201-212.
12. Klabachkd E., „HF-Technik und Elektroakustik“, XII, Internat. Wiss. Koll. T. H. Limenau, 1967, Votr.-Reihe, s. 93-102.
13. Daniel R., „IEEE Trans. Broadcast and Telev. Receivers“, 1967, v. 13, N 3, pp. 22-26.
14. Lax M. and Sachs R., „Physical Review“, 1957, v. 107, N 3, pp. 650—653.
15. Orr R. W., „The General Radio Experimenter“, 1969, v. 43, N 3,4, pp. 20-21.
16. Абросимов Э. А. В сб.: «Исследования в области радиотехнических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 103 (163). Изд-во Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1970, с. 3—7.
17. Pavlasek T. and Howes F., „Wireless Engineer“, 1952, v. XXIV, N 341, pp. 31-36.
18. Henrickson J. F., Krauss G., Tauber R. N., „Journal of Applied Physics“, 1969, v. 40.
19. Humphrey J. N., Lummis F. L. and Scanlon W. W., „Physical Review“, 1953, v. 90, N 1, pp. 111-114.
20. Maissel L. J. 1962 Transactions of the Niuth Vacuum Symposium, Ed. Macmillan, 1962, New-York, pp. 169-173.
21. Hirsch A. A., Friedmann N., Bazian S., „Vacuum“, 1964, v. 14, N 10, pp. 393-394.
22. Бунарев В. И., Качухашвили Г. С., Коробов А. И., Троицкий Н. В. «Электронная техника», 1969, Сер. 14, «Материалы», вып. 3, с. 79—84.
23. Русейкин П. Н., Кольцова Н. И., Яшкова М. П. «Вопросы радиоэлектроника», Сер. Радиоизмерительная техника, 1971, вып. 2, с. 97—98.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

МЕТОДЫ СРАВНЕНИЯ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ РЕЗИСТОРОВ С РЕАКТИВНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ КОНДЕНСАТОРОВ В МОСТОВЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Конденсаторы с расчетной перекрестной емкостью [1, 2] позволяют уменьшить погрешность абсолютного воспроизведения фарады до $2 \cdot 10^{-7}$; в ближайшее время эта погрешность, по всей вероятности, будет уменьшена до $1 \cdot 10^{-8}$.

На основе расчетного конденсатора выполнены новые абсолютные воспроизведения ома [3, 4, 5] с погрешностью порядка $(2-10) \cdot 10^{-7}$. Основное внимание в этих работах уделено описанию методики измерения и измерительной аппаратуры, использованных авторами для сравнения активных сопротивлений резисторов с реактивными сопротивлениями конденсаторов в мостовых цепях переменного тока.

В статье приводится обзор наиболее точных методов сравнения активных сопротивлений резисторов с реактивными сопротивлениями конденсаторов в мостовых цепях переменного тока [3-10], анализируются возможные источники погрешностей электрических измерений и даются рекомендации по выбору методики измерения и вида измерительной мостовой цепи с целью уменьшения погрешностей электрических измерений до $(2-3) \cdot 10^{-8}$.

Для измерения активного сопротивления резистора R по реактивному сопротивлению конденсатора X_C , т. е. по емкости конденсатора C и круговой частоте переменного тока ω необходима специальная аппаратура, с помощью которой можно получить уравнения измерения

$$R = kX_C \quad (1)$$

$$\text{или } R = k \frac{1}{\omega C},$$

где k — безразмерный коэффициент пропорциональности. При использовании методов измерений, основанных на однократном уравнивании частотозависимых мостовых цепей переменного тока, не удается получить погрешность результатов измерения меньше $1 \cdot 10^{-5}$ из-за серьезных затруднений, возникающих при определении поправочных членов к уравнению измерения [6], в которых всегда содержатся трудно определяемые остаточные параметры элементов плеч и утечки с узловых вершин мостовой цепи в первой степени.

С целью устранения указанных недостатков применяют методы многократных уравниваний одной частотозависимой мостовой цепи (см. табл. 1) или методы комбинированных измерений в двух измерительных мостовых цепях (см. табл. 2). При использовании методов измерений, приведенных в табл. 1 и 2, искусственным путем получают уравнение измерения

$$Z_{R_1} Z_{R_2} = -Z_{C_1} Z_{C_2} (1 + \alpha + j\beta), \quad (2)$$

где Z_R — полные сопротивления измеряемых резисторов; Z_C — полные сопротивления образцовых конденсаторов, α и β — поправки, зависящие от главных и остаточных параметров элементов плеч и утечек с вершин мостовой цепи.

Так как все последующие рассуждения будут касаться в основном методов определения и уменьшения абсолютных величин поправок α и β , то соотношение (2) целесообразно представить в виде

$$-\frac{Z_{R_1} Z_{R_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} = 1 + \alpha + j\beta. \quad (3)$$

Положим, что

$$\begin{aligned} Z_R &= R(1 + j\omega\tau); \\ Z_C &= \frac{1}{j\omega C}(1 + j\operatorname{tg}\delta_C), \end{aligned} \quad (4)$$

где τ_R — постоянная времени резистора R ; $\operatorname{tg}\delta_C$ — тангенс угла потерь конденсатора C .

Подставив выражение (4) в (3), получим расчетные соотношения для вычисления активных сопротивлений измеряемых резисторов

$$R_1 R_2 = \frac{1 + \alpha}{\omega^2 C_1 C_2} [1 + F(V, V^0)], \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} F(V, V^0) &= \omega^2 \tau_{R_1} \tau_{R_2} \frac{\omega^2 R_1 C_2 R_2 C_1}{1 + \alpha} - \operatorname{tg}\delta_{C_1} \cdot \operatorname{tg}\delta_{C_2} - \\ &- \frac{\beta}{1 + \alpha} (\operatorname{tg}\delta_{C_1} + \operatorname{tg}\delta_{C_2}). \end{aligned} \quad (6)$$

При равенстве активных сопротивлений измеряемых резисторов R_1 и R_2 и емкости образцовых конденсаторов C_2 и C_4 соотношение (5) можно представить в таком виде

$$R_1 + R_2 = 2 \sqrt{\frac{(1 + \alpha)[1 + F(V, V^0)C_4]}{C_2}} \cdot \frac{1}{\omega C_2} \quad (7)$$

$$\text{или } R_2 = k \frac{1}{\omega C_2} \quad (8)$$

$$\text{где } k = 2 \sqrt{\frac{(1 + \alpha)[1 + F(V, V^0)C_4]}{C_2}}; R_2 = R_1 + R_2.$$

Постоянные времени измеряемых резисторов можно найти из соотношения

$$\omega\tau_{R_1} + \omega\tau_{R_2} = [\text{tg } \delta_{C_1} + \text{tg } \delta_{C_2} + \beta(1 - \text{tg } \delta_{C_2} \text{tg } \delta_{C_1})] \frac{1 + \alpha}{\omega^2 R_1 C_2 R_3 C_4} \quad (9)$$

Из выражения (6) следует, что величина поправочного члена $F(V, V^0)$ не будет превышать нескольких единиц, умноженных на 10^{-8} , если выполнены условия

$$\text{tg } \delta_C \leq 1 \cdot 10^{-4}; \quad \omega\tau_R \leq 1 \cdot 10^{-4}; \quad \beta \leq 1 \cdot 10^{-4}; \quad \alpha \leq 0,1.$$

В этом случае поправочный член $F(V, V^0)$ достаточно определить с погрешностью 5—10%, либо ввиду его малости пренебречь им. В последнем случае соотношение (5) упрощается

$$R_1 R_2 = \frac{1 + \alpha}{\omega^2 C_2 C_4} \quad (10)$$

При разработке методики измерений необходимо получить поправку α , которая не должна содержать члены с остаточными параметрами и утками в первой степени. Кроме того, с целью уменьшения необходимой точности определения поправки α предварительно активные сопротивления измеряемых резисторов R_1 и R_2 и емкости образцовых конденсаторов C_2 и C_4 тщательно подгоняют к требуемым номинальным расчетным соотношениям при заданной круговой частоте переменного тока ω . Так, при использовании методов измерений, приведенных в табл. 1, п. 4 и табл. 2, п. 3, поправка α и β будут равны нулю, если

$$\omega^2 R_1 C_2 R_3 C_4 = 1; \quad (11)$$

$$\omega\tau_{R_1} = \text{tg } \delta_{C_2} = \omega\tau_{R_2} = \text{tg } \delta_{C_1}. \quad (12)$$

В некоторых случаях уравнение (11) может быть получено путем плавного изменения частоты переменного тока ω во время измерения при уравнивании мостовой цепи. В этих случаях требования к точности подгонки действительных значений актив-

Методы измерений, основанные на использовании многократных уравновешиваний частотозависимой мостовой цепи одного вида

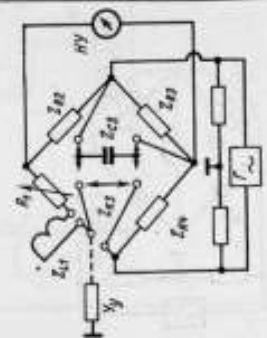
№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измерения в общем виде	Поправка δ	Количество зажимов у мост		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
1		$-\frac{Z_{R_1} Z_{R_2}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} = 1 + \left[\left(\frac{U_1}{U_2} \right) + \left(\frac{U_1}{U_2} \right)' - \frac{Z_{C_1}}{Z_{C_2}} \right]$ $-\frac{Z_{C_2}}{Z_{C_1}} - \frac{Z_{R_2}}{Z_{R_1}} - \frac{Z_{R_2}}{Z_{R_1}} - Y'_y Z_{C_1} Z_{R_1} \times$ $\times \left(\frac{1}{Z_{C_2}} + \frac{1}{Z_{R_2}} \right) - Y'_y Z_{C_2} Z_{R_2} \times$ $\times \left(\frac{1}{Z_{C_1}} + \frac{1}{Z_{R_1}} \right) \left[\frac{1}{\left(\frac{Z_{C_1}}{Z_{R_2}} + \frac{Z_{C_2}}{Z_{R_1}} \right)} \right]$	$3 \cdot 10^{-6}$	3(2)	3(2)	$5 \cdot 10^{-6}$	[9]
2		$-\frac{\Delta Z_{R_2} \Delta Z_{R_1}}{Z_{C_1} Z_{C_2}} = 1 +$ $\frac{Z_{R_2}}{\Delta Z_{R_1}} - Z_{L_1} Y_y \left(1 - \frac{Z_{R_2}}{\Delta Z_{R_1}} \right)$ $+ \frac{1 - \frac{Z_{R_2}}{\Delta Z_{R_1}} + Z_{L_1} Y_y \left(1 - \frac{Z_{R_2}}{\Delta Z_{R_1}} \right)}{1 - \frac{Z_{R_2}}{\Delta Z_{R_1}}}$	$1 \cdot 10^{-6}$	2(3)	3	$2 \cdot 10^{-6}$	[6]

№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измерения в общем виде	Поправка α	Количество звеньев у мер		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
3		$- \frac{Z_R^2}{Z_C' Z_C''} = 1 + \frac{(Y_{3nt} - Y_{3nt}') Z_R - (Y_{3nt111} - Y_{3nt}') Z_C'}{1 + (Y_{3nt111} - Y_{3nt}') Z_C'}$	$1 \cdot 10^{-6}$	2	2	$1 \cdot 10^{-5}$	[10]
4		$- \frac{Z_R, Z_{R_3}}{Z_C, Z_{C_3}} = 1 + \frac{Y_{3n}'' + Y_{3n}''' - 2Y_{3n}}{Y_A + Y_B}$	$1 \cdot 10^{-6}$	3(4)	3	—	

Продолжение

№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измеренных в общем виде	Поправка δ	Количество зажимов у мер		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
5		$R'_2 = \frac{R_1 k}{n R_3 (C - C_0)} ; k = F' \left[1 - \frac{F'' R'_2}{F' R_2} \right] ;$ $F = 1 - \frac{R_3^2}{(R_1 + R_2 + R_0)(R_1 + R_2 + R_7)} - \frac{R_1 R_6}{(R_1 + R_3 + R_0) R_3} - \frac{R_1 R_6}{(R_1 + R_3 + R_7) R_2}$	$1 \cdot 10^{-4}$	2	2	$1 \cdot 10^{-6}$	[7]

Методы измерений, основанные на использовании двух мостовых цепей одинакового или различного вида

№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измерения в общем виде	Поправка δ	Количество зажимов у мер		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
1		$-\frac{Z_{R_3} Z_{R_4}}{(Z_{C_3})^2} = 1 + \frac{\Delta Z_{L_1} + \Delta Z_{C_2}}{Z_{C_3}} +$ $+ \frac{Y_f (Z_{L_1} + \Delta Z_{L_1}) (Z_{C_3} + \Delta Z_{C_3})}{Z_{C_3}} -$ $- Z_{13} \left[\frac{1}{Z_{C_3} + Z_{R_5}} + \frac{1}{Z_{C_3} \left(1 + \frac{Z_{C_3}}{Z_{R_5}} \right)} \right]$	$1 \cdot 10^{-4}$	3	3	$5 \cdot 10^{-7}$	[8]

№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измерення в общем виде	Поправка α	Количество зазьямов у мер		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
2		$-\frac{Z_{R_1} Z_{R_2}}{Z_{C_1} Z_{C_3}} = 1 - \frac{(Y_2^I + Y_2^{II} - Y_2^{III} - Y_2^{IV}) Z_{R_1} Z_{R_2}}{2Z_{C_1}}$	$1 \cdot 10^{-6}$	3	3	$1 \cdot 10^{-9}$	[4]

№№ п/п	Принципиальная электрическая схема мостовой цепи	Уравнение измерения в общем виде	Поправка α	Количество зажимов у мер		Погрешность измерения	Источник
				R	C		
3		$-\frac{Z_R, Z_{R_0}}{Z_C, Z_C} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2}$	$1 \cdot 10^{-6}$	4	3 (4)	$1 \cdot 10^{-5}$	[3], [4], [5]

ных сопротивлений резисторов и емкости конденсаторов к их номинальным значениям могут быть значительно снижены, и в качестве измеряемых резисторов и образцовых конденсаторов могут быть использованы многозажимные меры постоянного значения.

Следует отметить, что в тех случаях, когда в одном плече моста включены последовательно два элемента мостовой цепи, проводимость на корпус моста с точки их соединения либо вызывает увеличение погрешности результатов измерения, либо требует сложной электростатической защиты с применением симметрирующей ветки, значительно усложняющей аппаратуру.

Если мостовые цепи не позволяют включать измеряемые резисторы и образцовые конденсаторы по четырехзажимной схеме включения (или восьмизажимной с учетом электростатических экранов), то последовательные импедансы и параллельные шунтирующие проводимости включающих устройств вызывают увеличение погрешности результатов измерения [3—10].

В некоторых случаях (например, см. табл. 1, п. 4 и табл. 2 пп. 2 и 3) при удачном выборе номинальных значений измеряемых резисторов и образцовых конденсаторов, можно получить неплохие результаты порядка $(1 \div 5) \cdot 10^{-8}$, если резисторы включены в мостовую цепь по четырехзажимной схеме (или восьмизажимной с учетом электростатических экранов), а образцовые конденсаторы — по двухзажимной схеме включения (или четырехзажимной с учетом электростатических экранов).

Несмотря на значительное число работ, посвященных отдельным видам мостовых цепей переменного тока для измерения активных сопротивлений резисторов по реактивному сопротивлению конденсаторов [3—10] до сих пор еще не опубликовано обобщающей работы, в которой рассматривались бы достоинства и недостатки конкретных мостовых цепей и методов измерений. Чтобы сопоставить различные мостовые цепи и методы измерений, приведенные в табл. 1 и 2, потребовалось заново решить в общем виде уравнения измерения для каждого отдельного случая в единообразной форме записи, удобной для такого сопоставления. Эта форма записи соответствует соотношению (3). Правые части уравнений измерения, соответствующие выражению (3) $1 + \alpha + j\beta$, не раскрыты в явном виде относительно остаточных параметров элементов плеч и утечек с узловых вершин мостовых цепей ввиду громоздкости отдельных выражений, увеличивающих объем таблиц.

Методы измерений и мостовые цепи, приведенные в табл. 1 и 2, рассматриваемые с точки зрения измерения активных сопротивлений резисторов по реактивным сопротивлениям конденсаторов с погрешностью электрических измерений порядка $(1-3) \cdot 10^{-8}$, следует признать неудовлетворительными в следующих случаях:

если поправочный член α содержит остаточные параметры элементов плеч и утечки в первой степени;

если измеряемые резисторы и образцовые конденсаторы включены в мостовую цепь по двухзажимной схеме включения одновременно;

если при сравнении двух методов измерений стоимость и сложность изготовления измерительной аппаратуры для реализации одного метода окажется значительно выше стоимости и сложности изготовления измерительной аппаратуры для реализации другого.

Рассматривая методы измерений и мостовые цепи с этих трех точек зрения, можно прийти к следующим выводам:

1) методы измерений и мостовые цепи, приведенные в табл. 1, пп. 1, 2 и 5 и в табл. 2, п. 1, не дают возможности исключить из поправки α остаточные параметры элементов плеч и утечки в первой степени, вследствие чего эти методы должны быть признаны неудовлетворительными;

2) только четыре метода измерений (см. табл. 1, пп. 4 и 3 и табл. 2, пп. 2 и 3) позволяют получить поправку α , не содержащую остаточных параметров элементов плеч и утечек в первой степени;

3) из этих четырех методов измерений надо исключить метод измерения табл. 1, п. 3, так как при его использовании измеряемый резистор и образцовый конденсатор одновременно включены в заземленные плечи двойной Т-образной мостовой цепи по двухзажимной схеме включения, а также метод измерения табл. 2, п. 2, так как для его реализации требуется значительно более сложная измерительная аппаратура (два четырехплечих моста с симметрирующими ветками), чем для реализации методов измерений табл. 1, п. 4 и табл. 2, п. 3.

Таким образом, можно рекомендовать только два метода, позволяющие уменьшить погрешности электрических измерений до $(1-3) \cdot 10^{-8}$: метод измерений, основанный на перестановке мер проводимости равного номинального значения в заземленных плечах двойной Т-образной мостовой цепи (см. табл. 1, п. 4), и метод измерений (табл. 2, п. 3), основанный на одновременном равновесии двух квадратурных мостовых цепей.

Заключение

Наибольшими источниками погрешностей электрических измерений являются:

недостаточная точность определения остаточных параметров элементов плеч и утечек с узловых вершин мостовой цепи;

влияние последовательных импедансов и параллельных шунтирующих проводимостей включающих устройств мостовых цепей при двухзажимном включении измеряемых резисторов и образцовых конденсаторов.

Показано, что методы измерений с использованием многократных уравниваний одной мостовой цепи или комбинированных измерений в двух мостовых цепях позволяют получить уравнение измерения, свободное от влияния остаточных параметров элементов плеч и утечек в первой степени. Рассмотренные в статье методы измерений могут быть использованы при абсолютном воспроизведении ома.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lampard D. G. A new theorem in electrostatics with applications to calculable standards of capacitance. „Proc. Instr. Elec. Engrs.“, London, v. 104 C, 1957, pp. 271-280.
2. Clothier W. K. A Calculable Standard of Capacitance. „Metrologia“, 1965, v. 1, N 1, pp. 36-55.
3. Cutkosky R. D. Evaluation of the NBS Unit of Resistance Based on a Calculable Capacitor. „Journ. Res. NBS.“, 1961, v. 65A, pp. 147-158.
4. Thompson A. M. An Absolute Determination of Resistance Based on a Calculable Standard of Capacitance. — „Metrologia“, 1968, v. 4, N 1, pp. 1-7.
5. Cutkosky R. D. Techniques for Comparing Four Terminal Pair Admittance Standards. — „Journ. Res. NBS“, 1970, v. 74 C, N 3-4, pp. 63-78.
6. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. М., Изд-во стандартов, 1956.
7. Giebe E. Normal-Luft kondensatoren und ihre absolute Messung. — „Zeitschr. f. Instrk.“, 1909, N 9, s. 269-279.
8. Linch, Hoyer und Brasack. Determination fondamentale de l'unité de capacité par rattachement aux unités de résistance et de temps. „Comite Consultatif d'électricité 9^{me} Session, 1961“.
9. Koch M. Capacitor Calibration in a Ratio Transformer. Bridge. — „ISA Trans.“, 1970, v. 9, N 3, pp. 196-200.
10. Huntley L. A self-Calibrating Instrument for Measuring Conductance at Radio Frequencies. „Journ. Res. NBS“, 1965, v. 69C, N 2, pp. 115-126.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

КОНДЕНСАТОРЫ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ПАРАМЕТРОВ (0,1—0,4 пФ)

Повышение уровня точности эталонных работ выдвинуло задачу создания мер емкости с высокой стабильностью параметров во времени, с низким температурным коэффициентом емкости и малой зависимостью от частоты и приложенного напряжения. Эти конденсаторы должны обеспечить верхнее звено поверочной схемы для средств измерений электрической емкости.

Стабильность созданных ранее во ВНИИМ конденсаторов различных конструкций с номинальными значениями $1-10^4$ пФ [1] в ряде случаев является недостаточной. В первую очередь это относится к конденсаторам малой емкости, нестабильность которых составляет величину порядка $5-10^{-5}$.

В настоящей работе описаны меры емкости более высокой стабильности с применением монокристаллических оснований из твердых диэлектриков.

В практике отечественной метрологии и конденсаторостроения подобных мер емкости не было. Отдельные образцовые меры емкости с использованием твердого диэлектрика созданы в ETL (Япония), NBS (США) [2, 3].

При изготовлении подобных конденсаторов возникает ряд трудностей, связанных с подгонкой емкости к номинальному значению, так как форма и взаимное расположение электродов обуславливают сложную конфигурацию электрического поля, исключающую возможность точного расчета геометрических размеров электродов для заданного значения емкости. Экспериментальное определение размеров электродов является, как показали исследования, весьма трудоемкой операцией, проводимой индивидуально с каждым конденсатором, поскольку размеры трубчатых

оснований и диэлектрическая проницаемость их материала варьируются в довольно широких пределах.

Во ВНИИМ разработаны два вида конденсаторов с номинальными значениями 0,1—0,4 пФ, имеющих основания в форме трубок из материалов с малым коэффициентом линейного расширения (кварц, пирекс) с нанесением активных и охранного электродов на внутренней поверхности трубок (тип КПТ-1) и с нанесением электродов на внешней поверхности трубок (тип КПТ-2). В первом случае конденсаторы имеют только газовый диэлектрик, во втором — смешанный, поскольку кроме основно-

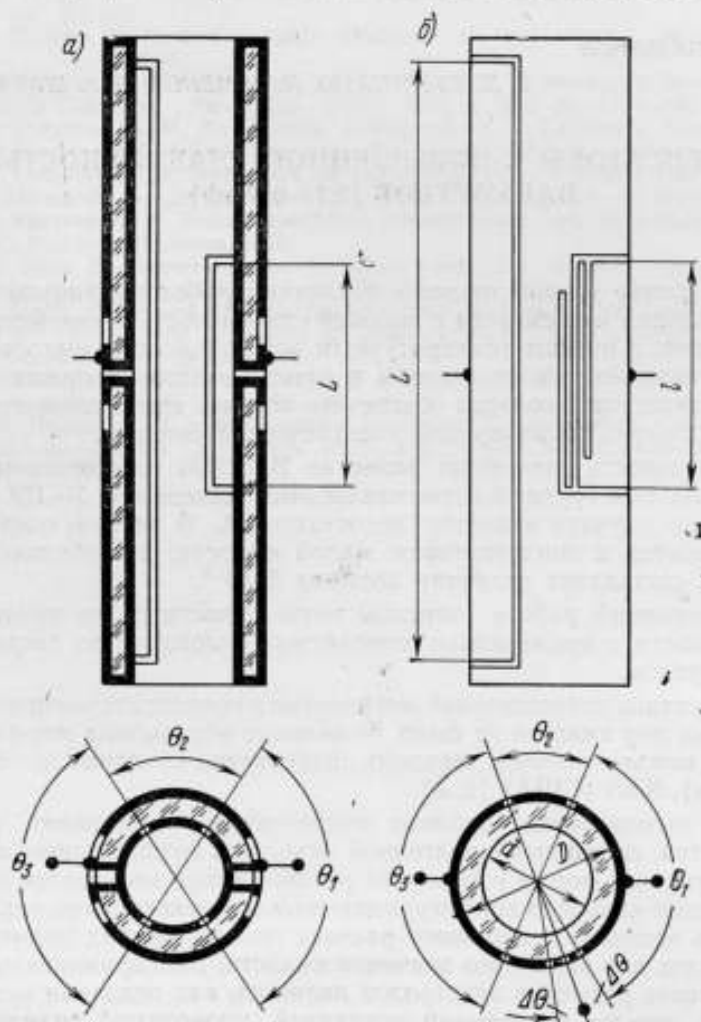


Рис. 1

го (газового) диэлектрика, в рабочее поле конденсатора попадает материал основания.

В конденсаторах КПТ-1 (рис. 1, а) выбрана такая форма электродов, при которой емкость системы может быть определена выражением для замкнутой оболочки, удовлетворяющей условиям теоремы Лэмпарда [4]

$$C_1 = \frac{\epsilon_1 \epsilon_0 l}{2\pi} \ln \frac{[1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)] [1 - \cos(\theta_2 + \theta_3)]}{[1 - \cos(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)] [1 - \cos \theta_2]} + C_{кр}(\Delta L, d), \quad (1)$$

где $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ — центральные углы, определяющие ширину низковольтного и заземленного высоковольтного электродов; l — длина низковольтного электрода; L — длина высоковольтного электрода; d — внутренний диаметр трубки; ϵ_0 — электрическая постоянная; ϵ_1 — относительная диэлектрическая проницаемость межэлектродной среды; $C_{кр}(\Delta L, d)$ — краевая емкость высоковольтного электрода; $\Delta L = L - l$.

Установлено, что если край высоковольтного электрода отстоит от края низковольтного электрода на расстояние $2d$, т. е.

$\frac{\Delta L}{d} \geq 4$, то дальнейшее увеличение длины высоковольтного электрода вызывает изменение емкости электродной системы менее, чем на $(5-10) \cdot 10^{-7}$ пФ. При этом можно считать, что $C_{кр} < 10 \cdot 10^{-7}$ пФ и емкость электродной системы определяется лишь первым членом уравнения (1).

При выполнении условий

$$\left. \begin{aligned} \frac{L-l}{d} &\geq 4 \\ \theta_1 &= \theta_2 \\ \theta_1 + \theta_2 &= \pi \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

уравнение (1) принимает вид

$$C_1 = \frac{\epsilon_1 \epsilon_0 l}{\pi} \ln \frac{2}{1 - \cos \theta_2}. \quad (3)$$

На рис. 2 приведены результаты расчета длины низковольтного электрода в зависимости от угла θ_2 для ряда номинальных значений емкости. Следует отметить, что при выполнении первого из условий (2) емкость электродной системы не зависит от размеров поперечного сечения трубки, т. е. от диаметра d .

Менее точно определяется расчетным путем емкость аналогичной электродной системы, расположенной на наружной поверхности трубчатого основания (см. рис. 1, б). Изменение емкости, обусловленное внесением в рабочее поле слоя диэлектрика стенок трубки, диэлектрическая проницаемость которого ϵ_2 отличается от диэлектрической проницаемости среды, заполняющей внутреннее пространство трубки ϵ_1 , может быть оценено, если толщина слоя диэлектрика Δ постоянна по всей поверхно-

сти электродов и достаточно мала по сравнению с диаметром трубки.

При этом предполагается, что силовые линии поля можно считать перпендикулярными к границе раздела диэлектриков.

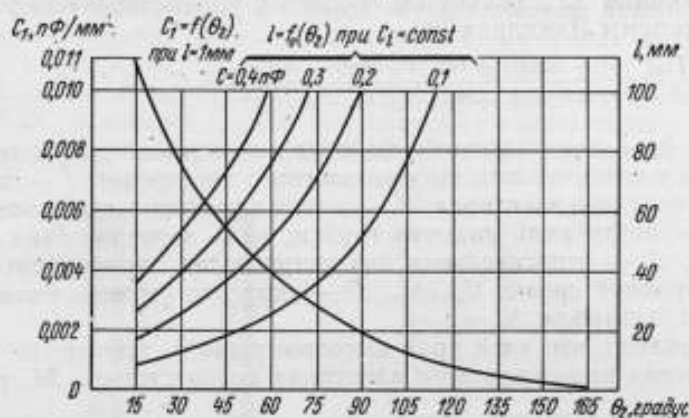


Рис. 2

Эти условия выполняются с достаточной точностью, если $\frac{\Delta}{D} \ll \ll (0,6 \div 0,08)$; $\theta_2 \gg (50 \div 60)^\circ$, где $\Delta = \frac{D-d}{2}$.

Слой диэлектрика вызывает два эффекта противоположного действия: увеличение емкости ΔC_1 , обусловленное слоем диэлектрика на низковольтном и высоковольтном электродах, и уменьшение емкости ΔC_2 , обусловленное слоем диэлектрика на заземленном электроде. Поскольку рассматриваемая система электродов удовлетворяет условиям теоремы Лэмпарда—Томпсона, то между приращениями емкости ΔC_1 и ΔC_2 существует функциональная зависимость

$$\Delta C_1 = \sqrt{\frac{(1 - \cos \theta_1)(1 - \cos \theta_2)}{[1 - \cos(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)](1 - \cos \theta_2)}} \Delta C_2 \quad (4)$$

При выполнении условий (2) уравнение (4) принимает вид

$$\Delta C_1 = -\Delta C_2 \frac{1 + \cos \theta_2}{1 - \cos \theta_2} \quad (5)$$

В этом случае суммарное изменение емкости

$$\Delta C = \Delta C_1 + \Delta C_2 = \Delta C_1 \frac{2 \cos \theta_2}{1 + \cos \theta_2} = \Delta C_1 f_1(\theta_2) \quad (6)$$

Из рис. 3, на котором показана функция $f_1(\theta_2)$, видно, что при $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \frac{\pi}{2}$ внесение тонкого слоя диэлектрика не вы-

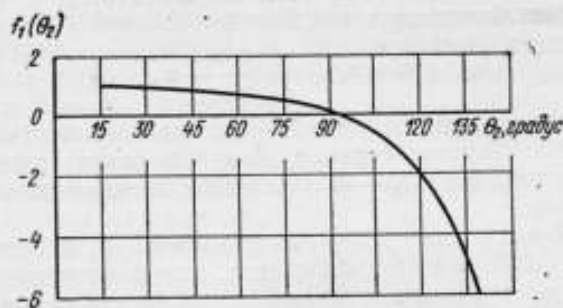


Рис. 3

зывает изменения емкости системы электродов. Поскольку

$$\Delta C_1 \approx \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot \frac{2\Delta}{D} \cdot C_1, \quad (7)$$

емкость C_2 электродной системы, расположенной на наружной поверхности трубчатого основания, может быть найдена из (3), (6) и (7), как

$$C_2 = C_1 + \Delta C \approx \frac{\epsilon_1 \epsilon_0 l}{\pi} \left(1 + \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot \frac{D - d}{d} \cdot \frac{2 \cos \theta_2}{1 + \cos \theta_2} \right) \ln \frac{2}{1 - \cos \theta_2}. \quad (8)$$

Размеры кварцевых оснований и электродов конденсаторов приведены в таблице. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ)

C, пФ	θ_1 , градус	Длина (в мм) изовольтовых электродов конденсаторов типа		L, мм	$\Delta \theta$, градус
		КПТ-1	КПТ-2		
0,1	90	51,3	51,3	165	5
0,2	80	80,3	78,2	165	5
0,3	65	85,7	81,2	165	5
0,4	50	82,5	77,0	165	5

$$D = 24 \text{ мм}; d = 21 \text{ мм}; \theta_1 = \theta_2; \theta_1 + \theta_2 = \pi$$

конденсаторов с электродами на внутренней поверхности трубки определяется температурным коэффициентом линейного расширения (ТКЛР) материала основания α_1 . На ТКЕ конденсаторов с расположением электродов на внешней поверхности кварцевой трубки, помимо ТКЛР материала основания, оказывает влияние температурный коэффициент диэлектрической проницаемости (ТК ϵ) материала основания, который может во много раз превосходить ТКЛР. Например, ТКЛР кварца $\alpha_1 \leq 1 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

ТКе кварца $\alpha_2 = 20 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$. ТКЕ конденсаторов с наружным расположением электродов

$$\alpha \approx \alpha_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \frac{D-d}{D} \alpha_2 \quad (9)$$

Электроды конденсаторов изготовлены методом вжигания пасты, содержащей дисперсное серебро. Для получения равномерного слоя серебра толщиной 35—40 мкм покрытие наращивалось слоями по 6—8 мкм.

Как показывают литературные данные [3, 5] и исследования авторов, наиболее важным фактором, определяющим стабильность емкости во времени и зависимость емкости от напряжения, является ширина и качество выполнения изолирующих зазоров, разделяющих электроды. Отсутствие четко выраженного края электрода, «островки» серебра и следы серебра, остающиеся на основании после удаления части электрода при подгонке, оказывают тем большее влияние на характеристики конденсаторов, чем большее напряжение прикладывается к конденсаторам. На данных конденсаторах методом травления получены изолирующие зазоры шириной 0,2—0,3 мм с четко очерченными краями без видимых при 25-кратном увеличении «островков» серебра. Отклонение геометрических размеров электродов от заданных значений не превышало 0,2 мм. Для защиты от коррозии на поверхности электродов нанесен слой родия толщиной 2 мкм.

Подгонка емкости конденсаторов КПТ к номинальному значению осуществлена методом изменения эффективных площадей электродов. Преимущество этого метода заключается в том, что он не требует введения в конструкцию дополнительных деталей и подвижных соединений и, таким образом, не снижает стабильности параметров конденсаторов. Изменение эффективных площадей электродов достигалось удалением слоя металлизации на специальных подгоночных полосках (см. рис. 1). Удаление части полоски низковольтных электродов вызывает уменьшение емкости конденсатора ΔC_1 , прямо пропорциональное длине удаленной части Δl_1 , т. е. $\Delta C_1 = k(\Delta\theta, \theta_2) \Delta l_1$, где $k(\Delta\theta, \theta_2)$ — функция угловой ширины подгоночной полоски $\Delta\theta$ и электрода θ_2 .

Удаление части такой же полоски на заземленном электроде приводит к увеличению емкости конденсатора. Экспериментально полученные значения функции $k(\Delta\theta, \theta_2)$ для ряда номинальных значений приведены на рис. 4. Описанный способ изменения эффективных площадей позволяет рассчитать необходимое изменение длины Δl_1 при известном значении $k(\Delta\theta, \theta_2)$. При использовании в процессе подгонки алмазного инструмента дискретность изменения емкости составляла $(5-30) \cdot 10^{-6}$ пФ в зависимости от номинального значения емкости. Таким образом, не было необходимости в большом числе последовательных приближений при подгонке. Соотношения (1), (3), (8) справедливы только для емкости, обусловленной электрическим полем внутри

замкнутой оболочки, образуемой электродами. Поэтому влияние электрического поля между внешними поверхностями электродов и между выводами устраняется с помощью перерезающих экранов из фольги, припаянных к заземленному электроду вдоль всей образующей трубки. В конденсаторах КПТ-1 на внешней поверхности трубок нанесены методом вжигания дополнительные экранирующие электроды, препятствующие проникновению электрического поля внутрь стенок трубчатого основания (см. рис. 1, а).

Механические напряжения устраняются пружинной подвеской кварцевых электродных элементов.

Выводные проводники припаяны к электродам низкотемпературным припоем. Места пайки удалены из рабочей области электрического поля и не влияют на стабильность емкости конденсаторов.

Для снятия остаточных механических напряжений электродные элементы подвергались термической обработке, заключающейся в циклических изменениях температуры в пределах $(+15 \div 50)^\circ\text{C}$.

Конденсаторы имеют герметизированные корпуса и заполнены сухим азотом при атмосферном давлении.

Ниже приведены технические характеристики конденсаторов:

	Конденсаторы типа	
	КПТ-1	КПТ-2
Номинальное значение, пФ	0,1; 0,2; 0,3; 0,4;	0,1; 0,2; 0,3; 0,4.
Подгонка к номинальному значению, %	<0,01—0,03	<0,01
Тангенс угла диэлектрических потерь	< $1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$
Температурный коэффициент емкости, $1/^\circ\text{C}$	$(3+5) \cdot 10^{-6}$	$(6-10) \cdot 10^{-6}$
Коэффициент напряжения	Не обнаружен при изменении напряжения на конденсаторах 30—100 В и разрешающей способности измерительной установки не менее $1 \cdot 10^{-6}$	
Нестабильность во времени за 6 месяцев после изготовления	< $5 \cdot 10^{-6}$	< $5 \cdot 10^{-6}$

Исследованием установлено, что стабильность параметров конденсаторов типа КПТ-1 и КПТ-2 примерно на один порядок

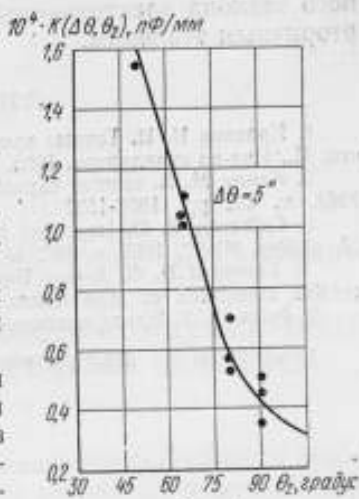


Рис. 4

выше по сравнению с существующими образцовыми конденсаторами с воздушным диэлектриком (типа КВД, КВЦГ). Эти конденсаторы применены для передачи размера единицы от первичного эталона электрической емкости (расчетного конденсатора) вторичным эталонам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрической емкости и индуктивности. М., Изд-во стандартов, 1966.
2. Каппо М. А. tubular capacitor of stable value. „Can. Journal of Physics.” 1964, v. 42, pp. 1508-1521
3. Sutkosky R. D. Improved ten-picofarad Fused silica Dielectric Capacitor. „J. of Res. NBS”, 1965, v. 69C, N 3.
4. Lampard D. G. A new theorem in electrostatics with application to calculable standards of capacitance. „J. of E. E”, 1957, January.
5. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. «Энергия», 1971.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

О ВЛИЯНИИ ЗАЗОРОВ НА ЕМКОСТЬ КОНДЕНСАТОРОВ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ

При воспроизведении единицы электрической емкости применяются перекрестные конденсаторы с расчетным изменением емкости, определяемым приращением эффективной длины электродов [1]. В настоящее время исследуются также возможности использования перекрестных конденсаторов для точных измерений характеристик диэлектриков [2].

Перекрестный конденсатор представляет собой систему электродов, образующих цилиндрическую оболочку, разделенную зазорами на четыре (или более) части. Подобная электродная система характеризуется двумя (или более) емкостями между различными парами несмежных электродов при заземленных остальных.

Распространение перекрестных конденсаторов является следствием преимуществ перекрестных электродных систем, подчиняющихся условиям теоремы Томпсона—Лэмпарда [3]. Однако одно из условий этой теоремы — бесконечно малая ширина зазоров, отделяющих электроды, — может быть выполнено в реальных конденсаторах лишь приближенно путем уменьшения ширины зазора по отношению к размерам, характеризующим поперечное сечение конденсатора (размеры электродов или расстояние между ними).

Другим способом снижения влияния зазоров является выбор такой формы электродов, которая позволяет уменьшить напряженность электрического поля в области зазора. Доказано, что это достигается уменьшением угла в поперечном сечении между касательными к поверхности электродов вблизи зазоров. Результаты использования тех или иных мер по уменьшению влияния зазоров оцениваются только экспериментальным путем. В рабо-

тах [1, 4] оценивается верхний предел величины этого влияния для цилиндрической оболочки с прямоугольным поперечным сечением (рис. 1). При выводе принят ряд допущений, одним из которых является неизменность электрического поля в области зазора при переходе от бесконечно малого зазора к зазору конечной ширины.

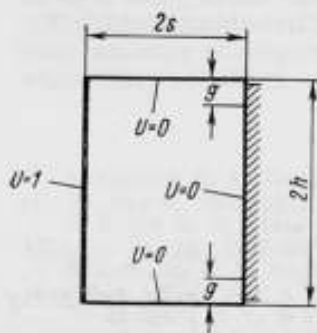


Рис. 1

Получено выражение для относительной погрешности $\left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)$ емкости конденсатора, обусловленной конечной шириной зазора. Для частного случая ($h=s$), т. е. для квадратного поперечного сечения

$$\frac{\Delta C}{C_0} = 1,2399 \left(\frac{g}{s}\right)^2 + 0 \left(\frac{g}{s}\right)^4, \quad (1)$$

где $0 \left(\frac{g}{s}\right)^4$ — члены высшего порядка малости, содержащие малый параметр $\left(\frac{g}{s}\right)$ в четвертой и более высокой степенях. В настоящей работе приводится точный расчет емкости цилиндрической оболочки с прямоугольным поперечным сечением, изображенным на рис. 2, а.

Поперечное сечение оболочки симметрично относительно двух взаимно перпендикулярных осей, поэтому при расчете каждой из перекрестных емкостей можно рассматривать одну половину сечения.

Рассмотрим половину сечения оболочки $y \geq 0$ при следующих граничных условиях (рис. 2, а):

$$U=1 \text{ при } x=-s, y > 0$$

$$U=0 \text{ при } \begin{cases} x=s; & y > 0, \\ |x|=(s-g); & y > h \\ |x| \leq (s-g); & y=h \end{cases} \quad (2)$$

$$\frac{\partial U}{\partial y} = 0 \text{ при } y=0 \quad (3)$$

где U — потенциальная функция.

Уравнение (3) показывает, что между точками A и G граница области совпадает с силовой линией. Отобразим конформно верхнюю полуплоскость t на область $ABCDEF$ плоскости z (рис. 2, б).

Соответствие между этими плоскостями устанавливается уравнением Кристоффеля—Шварца

$$\frac{dz}{dt} = c \frac{\sqrt{t^2 - q^2}}{\sqrt{t^2 - 1} (t^2 - p^2)} + c_1, \quad (4)$$

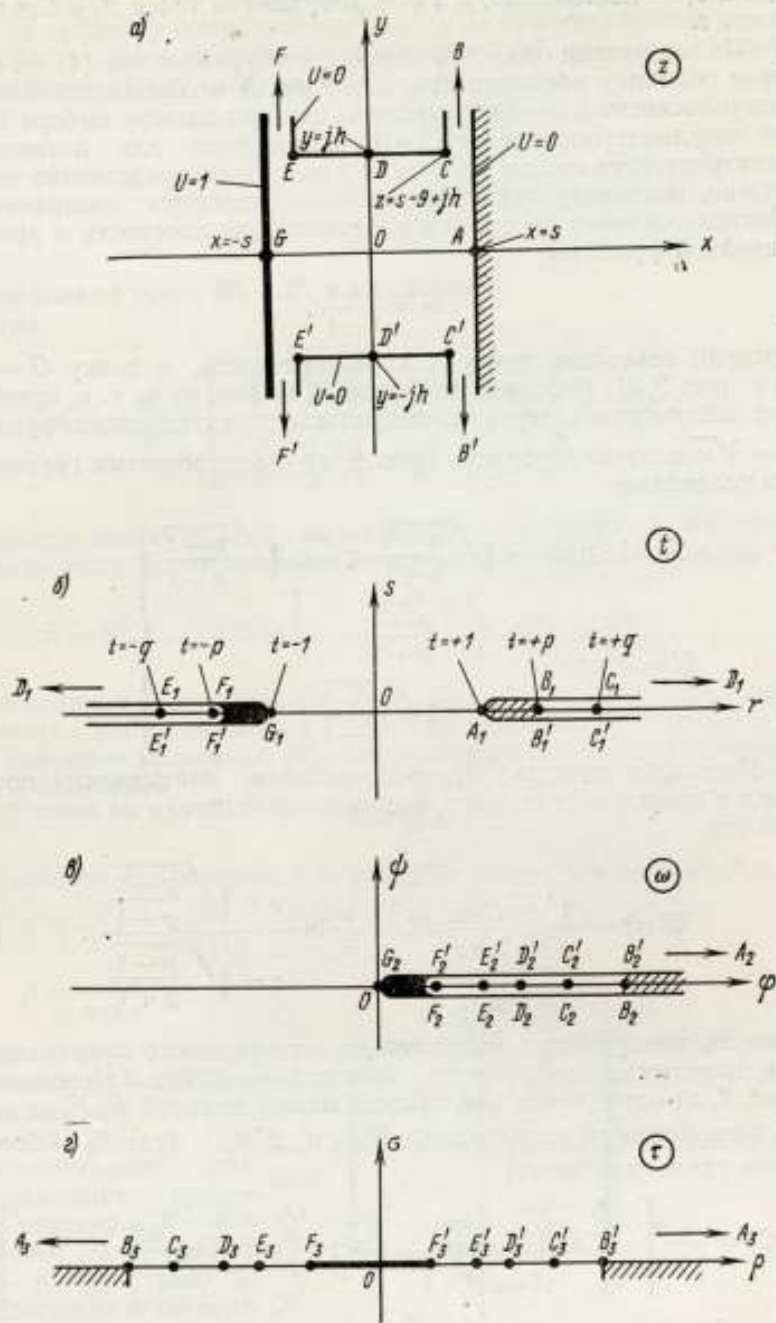


Рис. 2

где c, c_1 — постоянные; p и q — координаты точек B_1 и C_1 в плоскости t .

Из симметрии областей следует, что уравнением (4) на нижнюю половину оболочки (рис. 2, а, $y \leq 0$) отобразилась нижняя полуплоскость t . Можно показать, что при данном выборе начала координат постоянная $c_1 = 0$. Выражение для потенциала электрического поля в плоскости t найти непосредственно невозможно, поскольку граничные условия являются смешанными. Поэтому сначала отобразим плоскость t на плоскость ω дробно-линейной функцией

$$\omega = \frac{t+1}{t-1},$$

которая переводит точку A в бесконечность, а точку G — в 0 (см. рис. 2, в). Извлекая квадратный корень из ω , т. е. преобразуя плоскость ω в верхнюю полуплоскость τ с помощью функции $\tau = \sqrt{\omega}$, получаем область (рис. 2, г) с однородными граничными условиями

$$\left. \begin{array}{l} U=1 \text{ при } -\sqrt{\frac{p-1}{p+1}} \leq \rho \leq \sqrt{\frac{p-1}{p+1}} \\ U=0 \text{ при } \rho > \sqrt{\frac{p-1}{p+1}} \\ \rho < \left(-\sqrt{\frac{p-1}{p+1}}\right) \end{array} \right\}, \sigma = 0. \quad (5)$$

Используя интеграл Шварца, находим комплексный потенциал в плоскости τ по распределению потенциала на вещественной оси

$$W(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U(\rho)}{\zeta - \rho} d\zeta = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\rho + \sqrt{\frac{p-1}{p+1}}}{\rho - \sqrt{\frac{p-1}{p+1}}}. \quad (6)$$

Емкость инвариантна относительно конформного преобразования, поэтому емкость между электродами BB' и FF' оболочки (рис. 2, а) определяем как емкость между полосой $F_3 F'_3$ и двумя бесконечными электродами $B_3 A_3$ и $B'_3 A_3$ (где A_3 — бесконечно удаленная точка)

$$C_1 = \frac{1}{\Delta V} \left[\int_{\rho_{A_3}}^{\rho_{B_3}} \varepsilon \varepsilon_0 \left(-\frac{\partial W}{\partial \sigma}\right)_{\sigma=0} d\sigma + \int_{\rho_{B'_3}}^{\rho_{A_3}} \varepsilon \varepsilon_0 \left(-\frac{\partial W}{\partial \sigma}\right)_{\sigma=0} d\sigma \right], \quad (7)$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная; ϵ — диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей оболочку; $\Delta V=1$ — разность потенциалов между электродами,

$$\left. \begin{aligned} \rho_{B'_3} &= +\sqrt{\frac{p+1}{p-1}} \\ \rho_{B_3} &= -\sqrt{\frac{p+1}{p-1}} \end{aligned} \right\} -$$

координаты точек B'_3 и B_3 в плоскости τ .
Тогда

$$C_1 = \frac{\epsilon\epsilon_0}{\pi} \ln \left[\frac{\sqrt{\frac{p+1}{p-1}} + \sqrt{\frac{p-1}{p+1}}}{\sqrt{\frac{p+1}{p-1}} - \sqrt{\frac{p-1}{p+1}}} \right]^2 = \frac{\epsilon\epsilon_0}{\pi} \ln p^2. \quad (8)$$

Емкость между другой парой электродов $BCDEF$ и $B'C'D'E'F'$ выражается в соответствии с теоремой Томпсона-Лэмпарда

$$C_2 = -\frac{\epsilon\epsilon_0}{\pi} \ln \left[1 - e^{-\frac{\pi}{\epsilon\epsilon_0} C_1} \right] = \frac{\epsilon\epsilon_0}{\pi} \ln \frac{p^2}{p^2 - 1}. \quad (9)$$

Постоянная p , входящая в (8) и (9), может быть определена вместе с постоянными q и c через соотношение размеров s , h и g с помощью уравнения (4). Интегрирование (4) можно произвести, подставив

$$t = \operatorname{sn} u \quad (10)$$

и заменив неизвестные p и q другой парой неизвестных k и α

$$\left. \begin{aligned} q &= \frac{1}{k}; \\ p &= \frac{1}{k \operatorname{sn} \alpha}, \end{aligned} \right\} (11)$$

где $\operatorname{sn} u$ — эллиптическая функция Якоби модуля k . Уравнения (10) и (11) осуществляют отображение прямоугольника $K, K+jK', -K+jK'$ и $-K$ (см. рис. 3) плоскости w на верхнюю полуплоскость t (рис. 2, б), при ко-

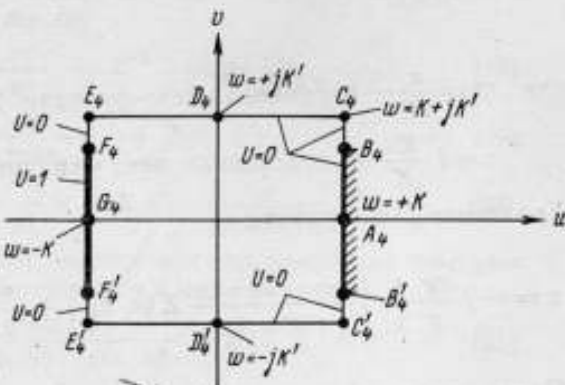


Рис. 3

тсом точки $t = \pm 1$ переходят в $\pm K$, точки $\pm q$ в $\pm K + jK'$. Положение точки $t = \pm p$ определяется величиной $\alpha = K + j\Delta$, где Δ — расстояние между точками B_4 и C_4 в плоскости w . Из (4), (10) и (11) получаем

$$z = c \cdot k \cdot \operatorname{sn}^2 \alpha \int_0^u \frac{\sqrt{k^2 \operatorname{sn}^2 u - 1} \cdot \operatorname{cn} u \cdot \operatorname{dn} u \cdot du}{\sqrt{\operatorname{sn}^2 u - 1} (\operatorname{sn}^2 u \cdot k^2 \cdot \operatorname{sn}^2 \alpha - 1)} =$$

$$= -c \cdot k \cdot \operatorname{sn}^2 \alpha \left[u - \frac{\operatorname{cn} \alpha}{\operatorname{sn} \alpha \cdot \operatorname{dn} \alpha} \Pi_j(u, \alpha, k) \right]. \quad (12)$$

Здесь $\operatorname{sn} \alpha$, $\operatorname{dn} \alpha$ — эллиптические функции Якоби модуля k ;

$$\Pi_j(u, \alpha, k) = k^2 \operatorname{sn} \alpha \operatorname{cn} \alpha \operatorname{dn} \alpha \int_0^u \frac{\operatorname{sn}^2 u \cdot du}{1 - k^2 \cdot \operatorname{sn}^2 \alpha \cdot \operatorname{sn}^2 u};$$

$\Pi_j(u, \alpha, k)$ — эллиптический интеграл третьего рода в форме Якоби с модулем k .

Коэффициент c может быть найден из рассмотрения поведения функции $z(t)$ в бесконечно удаленной точке B методом вычетов. При обходе слева точки $t=p$ над действительной осью $\arg(t-p)$ изменяется от $-\pi$ до 0, при этом z получает конечное приращение $\Delta z = -g$. Тогда

$$c = j \frac{2g}{\pi} \frac{\operatorname{dn} \alpha}{\operatorname{sn} \alpha \cdot \operatorname{cn} \alpha}. \quad (13)$$

Нормальный эллиптический интеграл третьего рода можно выразить через эллиптические функции Якоби $Z(\alpha, k)$ и $\theta_4(v/\tau)$ [5]

$$\Pi_j(u, \alpha, k) = uZ(\alpha, k) + \frac{1}{2} \ln \frac{\theta_4\left(\frac{u-\alpha}{2K} \middle| \tau\right)}{\theta_4\left(\frac{u+\alpha}{2K} \middle| \tau\right)}, \quad (14)$$

где $v = \frac{u}{2K}$ — переменная тета-функции Якоби θ_4 ;

$\tau = i \frac{K'}{K}$ — переменная тета-функции Якоби θ_4 ;

Уравнение (12) примет вид

$$z = -j \frac{2g}{\pi} \left\{ u \left[\frac{\operatorname{sn} \alpha \cdot \operatorname{dn} \alpha}{\operatorname{cn} \alpha} - Z(\alpha, k) \right] + \frac{1}{2} \ln \frac{\theta_4\left(\frac{u+\alpha}{2K} \middle| \tau\right)}{\theta_4\left(\frac{u-\alpha}{2K} \middle| \tau\right)} \right\}. \quad (15)$$

Параметры α и k могут быть определены из сопоставления координат точек A и C в плоскостях z и w . Подставляя в (15) $z=s$,

$u = K$ (где K — полный эллиптический интеграл первого рода модуля k), получим

$$s = -j \frac{2g}{\pi} \left[\frac{\operatorname{sn} \alpha \cdot \operatorname{dn} \alpha}{\operatorname{cn} \alpha} - Z(\alpha) \right] K, \quad (16)$$

поскольку

$$\vartheta_4 \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2K} | \tau \right) = \vartheta_4 \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2K} | \tau \right).$$

Подставляя в (15) координаты точек C и C_4 : $z = s - g + jh$ и $u = K + jK'$ с учетом (16), будем иметь

$$h = -j \frac{2g}{\pi} \left[\frac{\operatorname{sn} \alpha \cdot \operatorname{dn} \alpha}{\operatorname{cn} \alpha} - Z(\alpha) \right] \cdot K' + j \left(\frac{\alpha}{K} - 1 \right). \quad (17)$$

Здесь K' — полный эллиптический интеграл первого рода дополнительного модуля $k' = \sqrt{1 - k^2}$.

При выводе (17) использовано соотношение [5]:

$$\begin{aligned} \ln \frac{\vartheta_4 \left(\frac{1}{2} + \frac{\tau}{2} + \frac{\alpha}{2K} | \tau \right)}{\vartheta_4 \left(\frac{1}{2} + \frac{\tau}{2} - \frac{\alpha}{2K} | \tau \right)} &= \ln \frac{e^{-j\pi \left(\frac{\alpha}{2K} + \frac{\tau}{4} \right)} \vartheta_2 \left(\frac{\alpha}{2K} | \tau \right)}{e^{-j\pi \left(-\frac{\alpha}{2K} + \frac{\tau}{4} \right)} \vartheta_2 \left(-\frac{\alpha}{2K} | \tau \right)} = \\ &= -j\pi \frac{\alpha}{K}, \end{aligned}$$

где $\vartheta_2 \left(\frac{\alpha}{2K} | \tau \right) = \vartheta_2 \left(-\frac{\alpha}{2K} | \tau \right)$ — тета-функция Якоби. При уменьшении ширины зазора g значение Δ стремится к нулю и соответственно $\gamma = K + j(K' - \Delta)$ стремится к величине $K + jK'$. Поскольку интерес представляет в основном случай сравнительно малых зазоров, выразим (11), (16) и (17) в зависимости от величины Δ , используя теоремы сложения для эллиптических функций и мнимые преобразования Якоби

$$p = \frac{1}{h \cdot \operatorname{sn} \alpha} = k^{-1} \cdot \operatorname{dn}(\alpha, k'); \quad (18)$$

$$\frac{s}{g} = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\operatorname{dn}(\Delta, k')}{\operatorname{sn}(\Delta, k') \cdot \operatorname{cn}(\Delta, k')} + Z(\Delta, k') + \Delta \frac{\pi}{2KK'} \right\} K; \quad (19)$$

$$\frac{h}{g} = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\operatorname{dn}(\Delta, k')}{\operatorname{sn}(\Delta, k') \cdot \operatorname{cn}(\Delta, k')} + Z(\Delta, k') + \Delta \frac{\pi}{2KK'} \right\} K' - \frac{\Delta}{K}. \quad (20)$$

Уравнения (19) и (20), полностью определяющие неизвестные Δ и k , могут быть представлены в виде

$$\frac{h}{g} = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\operatorname{dn}(\Delta, k')}{\operatorname{sn}(\Delta, k') \cdot \operatorname{cn}(\Delta, k')} + Z(\Delta, k') \right\} K'; \quad (21)$$

$$\frac{s}{h} = \frac{K}{K'} + \frac{\Delta}{K'} \cdot \frac{g}{h}. \quad (22)$$

При уменьшении зазора g ($g \rightarrow 0$) точка B_4 в плоскости ω стремится к точке C_4 , т. е. $\Delta \rightarrow 0$. В пределе при $\Delta = 0$ выражение (22) примет вид

$$\frac{s}{h} = \frac{K}{K'} \quad (23)$$

Таким образом, соотношение (23), полученное Лэмпардом [4] для определения модуля k , входящего в выражение перекрестной емкости оболочки прямоугольного поперечного сечения с бесконечно малым зазором, является частным случаем одного из двух уравнений, служащих для определения постоянных, входящих в решение задачи для оболочки с конечными зазорами.

Однако в общем виде решить аналитически систему уравнений (21) и (22) относительно Δ и k не представляется возможным. Значения Δ и k при заданных g , h и s могут быть найдены графическим путем. Рассмотрим приближенное решение, которое может быть получено для сравнительно малых зазоров $g \ll s$, поскольку именно этот случай представляет наибольший практический интерес. При $g \ll s$ и $g \ll h$ параметр $\Delta \ll K'$ и эллиптические функции можно заменить их разложениями в ряды

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{sn}(\Delta, k') &= \Delta - \frac{2-k^2}{3!} \Delta^3 + \dots \\ \operatorname{cn}(\Delta, k') &= 1 - \frac{\Delta^2}{2!} + \dots \\ \operatorname{dn}(\Delta, k') &= 1 - \frac{1-k^2}{2!} \Delta^2 + \dots \\ Z(\Delta, k') &= \left(1 - \frac{E'}{K'}\right) \Delta - \frac{2}{3!} (1-k^2) \Delta^3 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Подставив (24) в (21), отбросив члены, содержащие Δ в степени 3 и выше, и решая квадратное уравнение относительно Δ , получим

$$\Delta = \frac{2K'}{\pi} \left(\frac{g}{h}\right) \left[1 + \left(\frac{g}{h} \frac{2K'}{\pi}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{E'}{K'} + \frac{1+k^2}{3}\right)\right] \quad (25)$$

Вторым членом (25) можно пренебречь, так как

$$\left(\frac{g}{h}\right)^2 \ll 1 \quad \text{и} \quad \frac{2}{3} \ll \left(\frac{2K'}{\pi}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{E'}{K'} + \frac{1+k^2}{3}\right) \ll 2,54$$

при $0,1 \leq k^2 \leq 1$.

Тогда с погрешностью не более 1% при $\frac{g}{h} \leq 0,1$

$$\frac{\Delta}{K'} \approx \frac{g}{h} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (26)$$

Из (22) и (26) находим

$$\frac{K'}{K} \approx \frac{h}{s} \left(1 + \frac{2}{\pi} \frac{g^2}{sh} \right). \quad (27)$$

Уравнения (26) и (27) дают возможность определить параметры Δ и k' . После ряда несложных преобразований можно приближенно выразить изменение емкости C_1 конденсатора с зазорами шириной g по сравнению с емкостью C_0 конденсатора с теми же размерами h и s , но бесконечно малыми зазорами:

$$\Delta C = C_1 - C_0 \approx \frac{\varepsilon_0}{\pi} (1 + 8q) \left(\frac{g}{s} \right)^2, \quad (28)$$

$$\text{где } q = e^{-\left[\pi \frac{h}{s} + 2 \left(\frac{g}{s} \right)^2 \right]}.$$

Если $h=s$, то относительное изменение емкости

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx 1,94 \left(\frac{g}{s} \right)^2. \quad (29)$$

На рис. 4 приведены графики зависимости $\frac{\Delta C}{C_0} = f\left(\frac{g}{s}\right)$ для ряда значений $\frac{h}{s}$. Емкость C_2 между двумя электродами цилиндри-

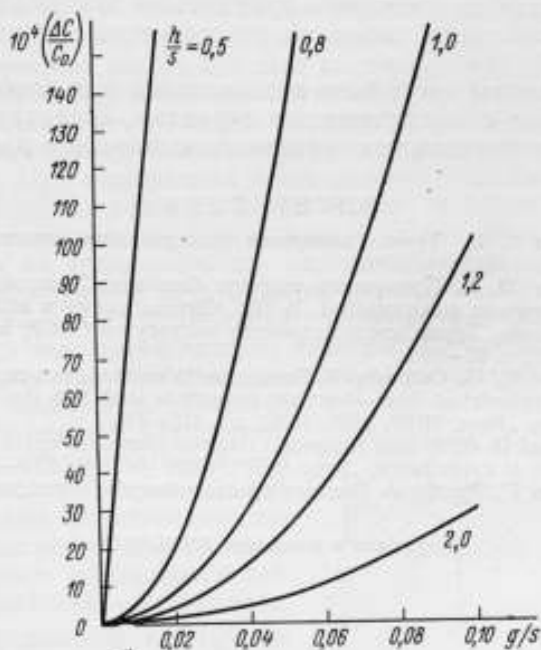


Рис. 4

дрической оболочки уменьшится на такую же (с точностью до членов порядка $\left(\frac{g}{s}\right)^4$ величину.

Сопоставление (29) и (1) показывает, что допущение о неизменности электрического поля в области зазора, принятое в работе [4], приводит к заниженной (примерно в 1,5 раза) оценке влияния зазора при $h=s$. При увеличении отношения $\frac{s}{h}$ следует ожидать еще большего расхождения результатов.

Выводы

1. Рассчитана емкость перекрестного конденсатора прямоугольного поперечного сечения с зазорами отделяющими электроды, конечной ширины. Расчет произведен путем неоднократного конформного преобразования исходного поперечного сечения конденсатора с последующим применением интеграла Шварца.

Решение справедливо для любых соотношений размеров поперечного сечения конденсатора.

2. Показано, что известное решение задачи для конденсатора с бесконечно малыми зазорами может быть получено как частный случай приведенного общего решения.

3. Получены приближенные решения для случая относительно малых зазоров, приведены графические зависимости погрешности, обусловленной зазорами, от соотношения геометрических размеров.

4. Результаты могут быть использованы для расчета емкости конденсаторов с перерезающими экранами, экранирующего действия электростатических экранов со щелями и в других аналогичных расчетах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Изд-во стандартов, 1968.
2. Семенов Ю. П. Применение теоремы Лэмпарда-Томпсона для определения характеристик диэлектриков. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 138 (198), «Энергия», 1972, с. 95—104.
3. 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“, 1960, 107C, pp. 112—120.
4. Lampard D. G. A new theorem in electrostatics with application to calculable standards of capacitance. „Proc. IEE“, 1957, 104C, pp. 271—282.
5. Бейтман Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции. Т. 3. «Наука», 1967.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

СИММЕТРИЧНЫЕ ПЕРЕКРЕСТНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ

Теоретические исследования [1] показали возможность применения перекрестных измерительных конденсаторов для определения характеристик образцов твердых диэлектриков — относительной диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$. Для рассмотренных систем электродов условием получения минимальной погрешности является выбор соотношения размеров образца и электродов, обеспечивающего электрическую симметрию, т. е. равенство перекрестных емкостей. При выполнении этого условия точность определения ϵ перекрестными конденсаторами может значительно превышать точность большинства контактных и неконтактных методов, основанных на использовании плоско-параллельных конденсаторов. Необходимость изготовления образцов определенного размера ограничивает применение рассмотренной системы электродов. Этому недостатка лишены перекрестные конденсаторы, в которых равенство емкостей достигается симметричным расположением электродов. Имеется в виду симметрия относительно оси, проходящей через два несмежных зазора между электродами, образующими цилиндрическую оболочку, подчиняющуюся требованиям теоремы Томпсона — Лэмпарда. Для определения ϵ и $\operatorname{tg}\delta$ диэлектриков предложено ис-

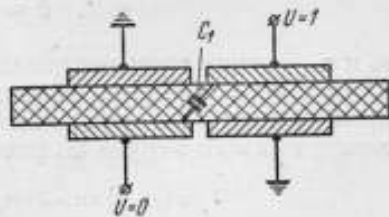


Рис. 1

пользовать систему электродов, представленную на рис. 1, для которой условия геометрической и электрической симметрии совпадают [2].

Рассмотрим погрешности определения ϵ посредством этой системы электродов, обусловленные неплотным прилеганием поверхностей образца и электродов и небольшим отклонением от симметрии, вызванным смещением верхней пары электродов относительно нижней.

На рис. 2 показано поперечное сечение анализируемой системы электродов. Так же, как и для несимметричного конденсато-

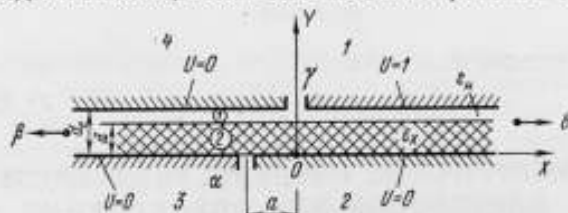


Рис. 2

ра, предполагается, что электроды имеют бесконечную протяженность вдоль осей x и z (последняя перпендикулярна плоскости чертежа); зазоры, отделяющие электроды, расположенные в одной плоскости, бесконечно малы и оба диэлектрика однородны и изотропны.

Емкость C_1 определяется для этой системы как емкость на единицу длины вдоль оси z между электродами 1 и 3 при следующих граничных условиях:

$$U(x, 0) = 0; \quad U(x < 0; d_0) = 0; \quad U(x > 0; d_0) = 1. \quad (1)$$

Как известно, при этих условиях потенциал электростатического поля в области 2

$$U_2(x, y) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikx}}{k} \frac{\operatorname{sh} ky \cdot dk}{(1+b \operatorname{ch}^2 kd) \operatorname{sh} \cdot kd_0 - b \cdot \operatorname{ch} \cdot kd \cdot \operatorname{sh} \cdot kd \cdot \operatorname{ch} kd_0}, \quad (2)$$

где k — параметр, пробегающий все значения от $-\infty$ до $+\infty$;

$$b = \frac{\epsilon_x - \epsilon_n}{\epsilon_n};$$

ϵ_n и ϵ_x — относительная диэлектрическая проницаемость среды и измеряемого образца диэлектрика; d — толщина измеряемого диэлектрика; d_0 — расстояние между электродами. Плотность электрического заряда на поверхности $\beta \alpha \delta$ (при $y=0$)

$$\sigma(x, 0) = -\epsilon_0 \epsilon_x \left[\frac{\partial U_2(x, y)}{\partial y} \right]_{y=0}, \quad (3)$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная.

Из (2) и (3) после преобразования знаменателя (2) получаем

$$\sigma(x, 0) = - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_x}{(\varepsilon_x - \varepsilon_0) \pm i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dk}{q \operatorname{sh} kd_0 + \operatorname{sh} k(d_0 - 2d)}. \quad (4)$$

Здесь $q = 1 + \frac{2}{b}$.

Воспользовавшись тем, что ширина зазора Δ между поверхностями образца и электродов значительно меньше толщины образца диэлектрика ($d_0 - d = \Delta \ll d$), заменим гиперболические функции (4) их разложениями в степенные ряды и ограничимся первыми членами этих разложений. При этом плотность заряда на поверхности $\beta a b$ принимает вид ряда по степеням параметра $\left(\frac{2\Delta}{q-1}\right)$:

$$\sigma(x, 0) = - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_x}{2\pi i} \sum_{s=0}^{\infty} \left(\frac{2\Delta}{q-1}\right)^{s-1} I_s \quad (5)$$

где $I_s = \int_{-\infty}^{\infty} e^{ikx} (k \cdot \operatorname{ch} kd_0)^{s-1} \cdot (\operatorname{sh} kd_0)^{-s} dk$.

Коэффициенты ряда I_s вычисляются суммированием вычетов подынтегральных функций в точках $k = \frac{n\pi}{id_0}$ (где $n=0, 1, 2, \dots, \infty$).

После промежуточных преобразований первые три коэффициента будут иметь вид

$$I_1 = - \frac{2\pi i}{d_0} \frac{m}{1+m}; \quad (6)$$

$$I_2 = - \frac{2\pi i}{d_0^2} \left[\frac{\pi x}{d_0} \frac{m}{(1+m)^2} + \frac{m}{1+m} \right]; \quad (6a)$$

$$I_3 = - \frac{2\pi i}{d_0^3} \left\{ \frac{\pi^2}{2} \left[1 + \left(\frac{x}{d_0}\right)^2 \right] \frac{m(1-m)}{(1+m)^2} + 2 \frac{\pi x}{d_0} \frac{m}{(1+m)^2} + \frac{m}{1+m} \right\}, \quad (6b)$$

где $m = e^{\frac{\pi x}{d_0}}$.

Перекрестная емкость

$$C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_0) = \frac{Q_3}{U_{1-3}} = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(x, 0) dx, \quad (7)$$

где Q_3 — суммарный электрический заряд на электроде 3, $U_{1-3} = 1$ — разность потенциалов между электродами 1 и 3, так-

же выражена рядом по степеням малого параметра $\nu = \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_H}{\varepsilon_H} \times \frac{\Delta}{d_0}$:

$$C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_H) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_x}{d_0} \left\{ A_1 - \nu \left[\frac{\pi}{d_0} A_2 + A_1 \right] + \right. \\ \left. + \nu^2 \left[\frac{\pi^2}{2d_0^2} A_3 + \frac{\pi^2}{d_0} A_4 + 2 \frac{\pi}{d_0} A_2 + A_1 \right] - \dots \right\}; \quad (8)$$

$$A_1 = \int_{-\infty}^{-a} \frac{m}{1+m} dx; \quad (8a)$$

$$A_2 = \int_{-\infty}^{-a} \frac{xm}{(1+m)^2} dx; \quad (8b)$$

$$A_3 = \int_{-\infty}^{-a} \frac{x^2 m (1-m)}{(1+m)^2} dx; \quad (8b)$$

$$A_4 = \int_{-\infty}^{-a} \frac{m(1-m)}{(1+m)^3} dx. \quad (8r)$$

Интегрируя (8a) — (8r) и вводя обозначения $p = e^{-\frac{\pi a}{d_0}}$, получим

$$C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_H) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_H}{\pi} \left\{ \ln(1+p) + \nu \frac{\pi a}{d_0} - \right. \\ \left. - \nu^2 \left[\frac{\pi^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \left(1 - \frac{a^2}{d_0^2} \right) + \frac{\pi a}{d_0} \frac{p}{1+p} \right] + \dots \right\}. \quad (9)$$

Очевидно, что перекрестная емкость C_2 между электродами 2 и 4 при заземленных остальных электродах может быть также выражена рядом (8); однако верхний предел интегрирования в уравнениях (8a) — (8r) должен быть $+a$ вместо $-a$. Представляя каждый из этих интегралов в виде суммы двух интегралов, например

$$\int_{-\infty}^{+a} \frac{m}{1+m} dx = A_1 + \int_{-a}^{+a} \frac{m}{1+m} dx,$$

емкость $C_2(\varepsilon_x, \varepsilon_H)$ можно выразить через $C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_H)$

$$C_2(\varepsilon_x, \varepsilon_H) = C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_H) + \Delta C(\varepsilon_x, \varepsilon_H), \quad (10)$$

где $\Delta C(\varepsilon_x, \varepsilon_H) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_x a}{d_0} (1 + \nu + \nu^2 + \dots)$.

Тогда средняя перекрестная емкость на единицу длины электродов вдоль оси z , характеризующая рассматриваемый перекрестный конденсатор с двухслойным диэлектриком,

$$C_3(\varepsilon_x, \varepsilon_n) = \frac{1}{2} [C_1(\varepsilon_x, \varepsilon_n) + C_2(\varepsilon_x, \varepsilon_n)] = \\ = \frac{\varepsilon_x \varepsilon_n}{\pi} \left\{ \ln(1+p) + \nu \frac{\pi a}{d_0} \frac{p-1}{2(p+1)} - \nu^2 \frac{\pi^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} + \right. \\ \left. + \nu^2 \frac{\pi a}{d_0} \left[\frac{1-p}{2(1+p)} + \frac{a}{d_0} \frac{p}{2(1+p)^2} \right] + \dots \right. \quad (11)$$

В соответствии с методикой определения относительной диэлектрической проницаемости образцов твердых диэлектриков [1] должна быть измерена перекрестная емкость $C_3(\varepsilon_x, \varepsilon_n)$ конденсатора с исследуемым образцом и перекрестная емкость $C_3(\varepsilon_n)$ того же конденсатора, заполненного иммерсионной средой с известной диэлектрической проницаемостью ε_n .

Измеренное значение относительной диэлектрической проницаемости образца (ε'_x) определяется отношением

$$\varepsilon'_x = \varepsilon_n \frac{C_3(\varepsilon_x, \varepsilon_n)}{C_3(\varepsilon_n)}. \quad (12)$$

Значение перекрестной емкости $C_3(\varepsilon_x, \varepsilon_n)$ может быть найдено из (11). Если вместо ε_x подставить ε_n , т. е. положить $\nu=0$, то из (11) может быть получено значение

$$C_3(\varepsilon_n) = \frac{\varepsilon_n \varepsilon_n}{\pi} \ln(1+p)^*. \quad (13)$$

При малых отклонениях системы электродов от симметрии, т. е. при $a \ll d_0$, параметр p может быть представлен в виде степенного ряда

$$p = e^{-\pi \frac{a}{d_0}} = 1 - \pi \frac{a}{d_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{\pi a}{d_0} \right)^2 \dots$$

В этом случае относительная погрешность определения диэлектрической проницаемости

$$\delta_{\varepsilon_x} = \frac{\varepsilon'_x - \varepsilon_x}{\varepsilon_x} = -\nu^2 \frac{\pi^2}{8 \ln 2} + O(\lambda, \nu)^2, \quad (14)$$

где $O(\lambda, \nu)^2$ — сумма членов, содержащих малый параметр (λ, ν или их произведение) в степени 3 и выше;

$\lambda = \frac{a}{d_0}$ — фактор несимметрии.

* Выражение (13) соответствует результату, полученному в работе [3] для однослойного диэлектрика.

Пренебрегая членом $O(\lambda, \nu)^3$, получим

$$\delta \varepsilon_x = -1,78 \left(\frac{\varepsilon_x - \varepsilon_n}{\varepsilon_n} \right)^2 \left(\frac{\Delta}{d_0} \right)^2. \quad (14a)$$

Таким образом, малые отклонения системы электродов от геометрической симметрии не вызывают погрешности измерения относительной диэлектрической проницаемости при любых значениях толщины образца d_0 . В выражение погрешности, обусловленной промежуточным зазором между поверхностями образца и электродов, входят члены, содержащие относительную ширину зазора (Δ/d_0) только во второй и более высоких степенях.

Для экспериментального исследования полученных соотношений изготовлен перекрестный конденсатор, поперечное сечение рабочей области которого соответствует рис. 2. Верхняя пара электродов этого конденсатора укреплена на подвижном штоке, что позволяет изменять расстояние между электродами в пределах 0,2—10 мм. Расстояние между электродами может быть измерено с погрешностью, не превышающей 10 мкм. Эффективная длина электродов (вдоль оси z) составляет 94,5 мм, средняя перекрестная емкость конденсатора, заполненного воздухом — 0,185 пФ. Емкости измерялись трансформаторным мостом, погрешность которого при частоте 10^3 Гц не превышает 0,01%.

Исследовалась относительная диэлектрическая проницаемость ряда образцов из плавленого оптического кварца, отличающихся друг от друга лишь толщиной d . Неплоскопараллельность поверхностей образцов не превышала 2 мкм. Измерения диэлектрической проницаемости образцов проводились при различной ширине зазора между поверхностями образца и электродов. Иммерсионной средой служил воздух ($\varepsilon_n = 1,0006$).

В таблице приведены измеренные значения диэлектрической проницаемости ε'_x и относительные приращения диэлектрической проницаемости $\delta \varepsilon'_x$, характеризующие погрешность, обусловленную зазором Δ :

$$\delta \varepsilon'_x(\Delta) = \frac{\varepsilon'_x(\Delta) - \varepsilon'_x(0)}{\varepsilon'_x(0)}.$$

На рис. 3 сплошной линией показана зависимость $\delta \varepsilon_x$ от относительной ширины зазора Δ/d , определяемая уравнением (14a); точками отмечены экспериментальные данные. Те же образцы диэлектриков при аналогичных условиях были измерены стандартным контактным методом с применением плоско-параллельного конденсатора с охраняющим кольцом типа ИЭ-2 [4]. Полученные этим методом значения ε'_{xn} также приведены в таблице. Пунктирной линией на рис. 3 нанесена зависимость

$$\delta \varepsilon'_{xn} = \frac{\varepsilon'_{xn}(\Delta) - \varepsilon'_{xn}(0)}{\varepsilon'_{xn}(0)}.$$

d , MM	Δ , MM	ϵ_x'	ϵ_{xK}'	$10^3 \cdot \epsilon_x'$	$10^3 \cdot \epsilon_{xK}'$
1,100	0	3,8016	3,740	0	0
	12	3,7860	3,641	4,1	26,5
	22	3,7646	3,561	9,8	47,8
	32	3,7479	3,480	14,1	69,5
	52	3,6970	3,334	27,5	109
3,070	0	3,8030	—	0	—
	10	3,7991	—	1,0	—
	20	3,7985	—	1,2	—
	35	3,7917	—	3,0	—
	55	3,7816	—	5,7	—
	105	3,7367	—	17,4	—
	150	3,6831	—	31,6	—
5,125	0	3,8030	3,777	0	0
	10	3,8024	3,758	0,1	5,0
	20	3,8010	3,737	0,5	10,6
	30	3,7996	3,718	0,9	15,6
	50	3,7964	3,680	1,7	25,6
	100	3,7777	3,589	6,7	50,0
	150	3,7505	3,503	13,8	72,5
	200	3,7164	3,422	22,8	94,0
	250	3,6773	3,346	33,1	114,0

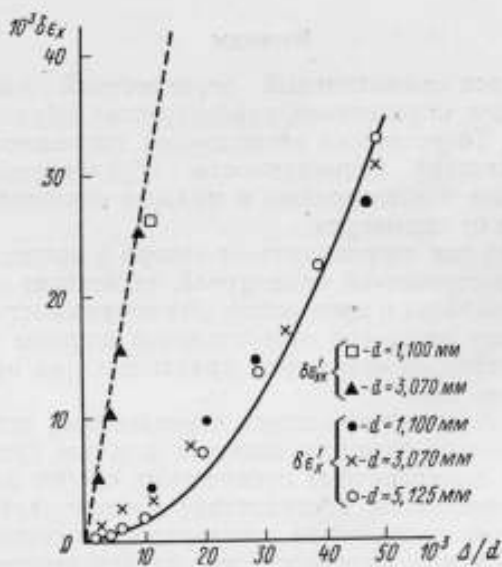


Рис. 3

Совпадение расчетных и экспериментальных данных подтверждает найденную квадратичную закономерность погрешности измерения ϵ_x симметричным перекрестным конденсатором независимо от соотношения размеров образца и электродов, а также линейную зависимость $\delta\epsilon'_{xk}$ от относительной толщины зазора Δ/d . Однако отличие измеренного значения $\epsilon'_{xk}(0)$ от действительного значения ϵ_x приводит к тому, что погрешность измерения диэлектрической проницаемости стандартным методом превышает значение $\delta\epsilon'_{xk}$ на величину $\frac{\epsilon_x - \epsilon'_{xk}(0)}{\epsilon_x}$, остающуюся постоянной в процессе измерения для каждого образца. Причиной этого отличия является воздушный зазор между образцом и электродами, который остается при соприкосновении их поверхностей (т. е. при допущении $\Delta=0$); он обусловлен неплоскостностью и недостаточной чистотой обработки этих поверхностей и различными включениями (в основном частицами пыли). Исходя из разности значений $\epsilon'_{xk}(0)$ и $\epsilon'_x(0)$, толщину этого слоя можно оценить в 6—8 мкм.

Из данных таблицы следует, что погрешность измерения ϵ_x стандартным контактным методом с помощью плоско-параллельного конденсатора находится в пределах 0,6—1,6% в зависимости от толщины образца. При использовании симметричного перекрестного конденсатора погрешность измерения ϵ_x тех же образцов диэлектриков может быть снижена до 0,06%.

Выводы

1. Рассмотрен симметричный перекрестный измерительный конденсатор для определения характеристик образцов твердых диэлектриков. Теоретически исследованы погрешности измерения диэлектрической проницаемости, обусловленные зазором между образцом и электродами и малыми отклонениями системы электродов от симметрии.

2. Показано, что погрешность от зазора в конденсаторах, обладающих геометрической симметрией, не зависит от соотношения размеров образца и электродов. Эта погрешность пропорциональна квадрату величины относительной ширины зазора Δ/d_0 . Малые отклонения от симметрии практически не вызывают погрешности измерения.

Возможность измерения одним перекрестным конденсатором образцов различной толщины является важным преимуществом геометрически симметричных перекрестных систем электродов.

3. Экспериментальное исследование и сопоставление погрешностей измерения посредством стандартного плоско-параллельного и симметричного перекрестного конденсаторов показало, что точность измерения в последнем случае возрастает более, чем на один порядок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Ю. П. Применение теоремы Лэмпарда-Томпсона для определения характеристик диэлектриков. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 138 (198), «Энергия», 1972, с. 95—104.
2. Семенов Ю. П. Способ определения параметров диэлектриков. Авт. свид. № 226717, «Бюлл. изобр.», 1968, № 29.
3. Lampard D. G. A new theorem in electrostatics with application to calculable standards of capacitance. J. of E. E., 1957, January, pp. 271—282.
4. Кротков И. Н., Клионский М. Д., Семенов Ю. П. Методы и аппаратура для точных определений характеристик диэлектриков на частотах до 10 МГц. В сб.: «Доклады научно-технической конференции по радиотехническим измерениям», Т. II, СНИИМ, Новосибирск, 1969, с. 64—80.

Поступила в редакцию 8/III 1973 г.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ НЕКОНТАКТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

В неконтактных методах измерения параметров твердых диэлектриков (диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$) в качестве иммерсионной среды применяют либо воздух, либо стандартные жидкости — бензол, циклогексан, силиконовое масло и др. [1]. Известные неконтактные методы с применением воздушной иммерсионной среды основаны по использованию измерительной ячейки с двумя активными электродами. Расчетные соотношения этих методов содержат среднюю толщину образца, которую необходимо измерять специальными средствами.

Более высокую точность измерения можно получить путем применения стандартных жидкостей. Однако это требует термостатирования измерительной ячейки, использования жидкостей высокой очистки, устранения их вредного влияния на человека. Поэтому внимание исследователей по-прежнему привлекают неконтактные методы с применением воздушной среды, обладающие меньшей трудоемкостью [2, 3]. Ведутся работы по созданию таких разновидностей этих методов, которые обеспечили бы точности измерения, сопоставимые с точностями, полученными при применении жидких сред.

Новый неконтактный метод, обладающий рядом преимуществ, основан на применении измерительной ячейки с тремя активными электродами [4] и дополнительных сменных металлических пластин с кварцевыми столбиками равной высоты. Ячейка имеет трехзажимную схему включения, низкопотенциальные электроды (нижний и верхний) снабжены охранными кольцами (см. рисунок). Сменные металлические пластины с укрепленными на них по окружности под углом 120° тремя кварцевыми

столбиками размещаются на среднем высокопотенциальном электроде, имеющем возможность углового перемещения. Кварцевые столбики находятся в области нерабочего поля, замыкающегося на охранное кольцо, и не искажают результаты измерений.

Сущность метода сводится к следующему (см. табл. 1). Образец помещенный на кварцевые столбики, зажимают между средним и верхним электродами и измеряют параметры C_1 , $\text{tg } \delta_1$ электродов с образцом, а также емкость C_2 электродов без образца. Далее измеряют те же параметры (C_3 , $\text{tg } \delta_3$, C_4) при удаленном образце и поджатом вверх (до упора на кварцевые столбики) среднем электроде. Затем определяют параметры ϵ_x $\text{tg } \delta_x$ образца, исходя из следующих соотношений:

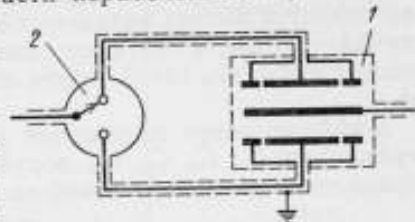


Схема измерительной ячейки: 1 — измерительная ячейка; 2 — переключатель

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_3} + \frac{d_x}{\epsilon_x \epsilon_0 F_1}; \quad (1)$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_4} - \frac{d_x}{\epsilon_0 \epsilon_0 F_2}; \quad (2)$$

$$\text{tg } \delta_1 = \frac{C_x}{C_2 + C_x} \text{tg } \delta_3 + \frac{C_2^*}{C_2 + C_x} \text{tg } \delta_x; \text{tg } \delta_x < 0,1, \quad (3)$$

где d_x — толщина образца; C_x — емкость образца;
 ϵ_n — диэлектрическая проницаемость воздуха, равная 1,0006;
 ϵ_0 — электрическая постоянная; F_1 , F_2 — эффективные площади верхнего и нижнего низкопотенциальных электродов.

Из (1) и (2) получают

$$\epsilon_x = \epsilon_n k \frac{C_1 C_3}{C_2 C_4} \frac{C_2 - C_4}{C_3 - C_1}, \quad (4)$$

где $k = F_2/F_1$, а из (3)

$$\text{tg } \delta_x = \frac{C_3}{C_3 - C_1} \text{tg } \delta_1 - \frac{C_1}{C_3 - C_1} \text{tg } \delta_3. \quad (5)$$

Практически коэффициент k в формуле (4) можно принять равным единице, а второй член в выражении (5), содержащий тангенс угла потерь $\text{tg } \delta_3$ электродов без образца, для правильно сконструированной измерительной ячейки не превосходит $2 \cdot 10^{-5}$, и им можно пренебречь.

Таким образом, искомая диэлектрическая проницаемость определяется как результат измерения четырех емкостей измерительной ячейки с находящимся в ней образцом и без образца. Так, при исследовании образца из плавленого кварца получены

следующие значения, пФ: $C_1=7,687$; $C_2=5,889$; $C_3=68,484$; $C_4=1,643$. Подставляя их в выражение (4), получаем $\epsilon_x=3,801$.

Чтобы получить достаточную чувствительность при измерении емкостей высота кварцевых столбиков должна быть в пределах 0,1—0,5 мм, а толщину сменной металлической пластины следует выбирать такой, чтобы емкость C_4 была возможно больше.

Дифференцируя выражение (4) по каждой из независимых переменных C_1, C_2, C_3, C_4 , получим относительную погрешность определения диэлектрической проницаемости

$$\delta \epsilon_x = \left(1 + \frac{\epsilon_x}{\epsilon_n} \frac{d_2}{d_x}\right) \delta C_1 + \frac{d_2}{d_x} \delta C_2 - \frac{\epsilon_x}{\epsilon_n} \frac{d_3}{d_x} \delta C_3 - \left(1 + \frac{d_2}{d_x}\right) \delta C_4, \quad (6)$$

где $\delta C_1, \delta C_2, \delta C_3, \delta C_4$ — относительные погрешности измерения емкостей C_1, C_2, C_3, C_4 ; d_2, d_3 — расстояния между электродами, соответствующие емкостям C_2, C_3 (см. рисунок).

Из анализа формулы (6) следует, что влияние погрешностей измерения каждой из четырех емкостей на величину $\delta \epsilon_x$ различно и зависит от толщины образца, его диэлектрической проницаемости и расстояний между электродами. Для случаев, когда $d_2/d_x \leq 0,2$; $d_3/d_x < 0,1$; $\epsilon < 10$, наибольший вклад вносят погрешности δC_1 и δC_4 . Обычно погрешности δC_1 и δC_4 определяются погрешностью применяемого измерителя емкости, а погрешности δC_2 и δC_3 оказываются значительно больше, зависят от давления, прикладываемого к образцу и поэтому носят субъективный характер. Для уменьшения погрешности в ячейке предусмотрено устройство ограничения давления на образец (сходное с аналогичным устройством в микрометрах).

Экспериментальная проверка рассмотренных положений проводилась на образцах диэлектриков, изготовленных в виде дисков диаметром 50 мм и толщиной 1—3 мм (см. табл. 2). Изме-

Таблица 2

Номер образца	Материал	Толщина, мм	Разноотклоненность, мм
1	Пламенный кварц	1,0	1
2	•	2,5	2
3	•	3,1	1
4	Полиэтилен	3,2	100
5	Оргстекло	3,0	20
6	Керамика	2,9	1
7	То же	3,5	1

рительная ячейка присоединялась к трансформаторному мосту, работающему на частоте 1 кГц. Отчет по емкости производился с погрешностью $\pm 0,001$ пФ, что составило $\pm (0,1-0,01) \%$ от измеряемых значений. Для сравнения те же образцы были исследованы контактным методом с соблюдением равенства расстояний между электродами (без применения нанесенных электро-

Таблица 1

Уравнение моста	Расположение образца, электродов и изолирующих столбиков	Измеряемый параметр
1-е		$C_1, \operatorname{tg} \delta_1$
2-е		C_2
3-е		$C_3 \operatorname{tg} \delta_3$
4-е		C_4

Примечание. \odot — подключенный зажим, \circ — неподключенный зажим.

дов) на той же аппаратуре [5]. Результаты измерений диэлектрической проницаемости обоими методами представлены в табл. 3. Как видно, разброс значений диэлектрической проницаемости,

Таблица 3

Номер образца	Метод измерений				Расхождение между ϵ_1 и ϵ_2 , %
	Предлагаемый неконтактный		Контактный		
	среднее значение из шести измерений ϵ_1	наибольшее отклонение от среднего, %	среднее значение из шести измерений ϵ_2	наибольшее отклонение от среднего, %	
1	3,802	0,2	3,651	0,1	4,5
2	3,801	0,1	3,767	0,1	1,0
3	3,802	0,1	3,783	0,1	0,5
4	2,326	0,15	2,245	0,1	3,5
5	3,151	0,2	3,119	0,1	1,0
6	34,32	1,3	33,18	2,7	3,4
7	71,57	1,9	67,40	1,0	5,8

полученных в одной серии измерений, оказывается приблизительно одинаковым для обоих методов. Однако средние значения результатов измерений неконтактным методом оказываются несколько выше, чем при измерении контактным методом. Это объясняется устранением систематической погрешности контактного метода, обусловленной наличием воздушных включений между поверхностями образца и электродов. С одной стороны, толщина этих включений зависит от разнотолщинности образцов, а с другой — определяется наличием на поверхности образца мельчайших частиц пыли, достигающих в длину нескольких микрометров [6].

С целью контроля правильности результатов образцы № 3 и 5 дополнительно исследовались неконтактным методом с применением двух иммерсионных сред (воздух, бензол). Как известно, этим методом, являющимся технологически наиболее сложным, можно осуществлять более точные измерения диэлектрической проницаемости образцов. Аппаратура для измерения состояла из трансформаторного моста и измерительной ячейки [1]. Были получены следующие значения диэлектрической проницаемости: для образца № 3 $\epsilon_x = 3,805$, для образца № 5 $\epsilon_x = 3,149$ (каждый результат получен как среднее из трех измерений при разбросе относительно среднего в пределах 0,1%). Эти значения совпадают с результатами, полученными при применении предлагаемого неконтактного метода, с погрешностью не более 0,1% (см. табл. 3), что следует считать вполне удовлетворительным. Доверительной погрешностью измерения $\delta_{\text{дов}}$ диэлектрической проницаемости предлагаемым методом можно считать удвоенное значение наибольшего отклонения от среднего [1]. Тогда для образцов № 3 и 5 $\delta_{\text{дов}}$ соответственно равна $\pm 0,2$ и $\pm 0,4$ %.

Из-за пониженной чувствительности к тангенсу угла потерь, присущей всем неконтактным методам, экспериментальная проверка выражения (5) проводилась только для образцов № 5 и 6 с тангенсом угла потерь более $5 \cdot 10^{-4}$. Для этих образцов получены значения $\operatorname{tg} \delta_x$ соответственно $7 \cdot 10^{-4}$ и $437 \cdot 10^{-4}$. При измерении тех же образцов контактным методом получены значения $7 \cdot 10^{-4}$ и $431 \cdot 10^{-4}$. Значения $\operatorname{tg} \delta_x$, полученные при измерении контактным методом, уменьшились. Причина этого уменьшения — воздушные включения между поверхностями образца и электродами.

Заключение

Усовершенствованный неконтактный метод измерения параметров твердых диэлектриков основан на применении измерительной ячейки с тремя активными электродами и дополнительных сменных металлических пластин с кварцевыми столбиками равной высоты. Диэлектрическая проницаемость определяется как результат измерения четырех емкостей измерительной ячейки с находящимся в ней образцом и без него.

Метод позволяет в значительной степени уменьшить систематическую погрешность контактных методов, обусловленную неплотным прилеганием электродов к образцу, а также упростить процесс измерения, устраняя необходимость определения средней толщины образца и применения жидких иммерсионных сред.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клионский М. Д. Стандартизация методов определения характеристик твердых диэлектриков в диапазоне частот $50-10^8$ Гц. Труды Сибирского гос. научно-иссл. института метрологии, вып. 12, Новосибирск, 1971, с. 61—76.
2. Kakimoto A., Ichijo B. Study on measurement of dielectric characteristics of thin film. The of Inst. of Electrical Engineers of Japan, 1966, v. 86-5, pp. 830-836.
3. Семенов Ю. П., Гушина Т. М., Шведов О. А., Эпштейн С. Л. Определение диэлектрических характеристик тонких пленок. Доклады Всесоюзной научно-технической конф. по радиотехническим измерениям. Т. 1, изд. Сибирского госуд. научно-иссл. института метрологии, Новосибирск, 1970, с. 110—115.
4. Кротков И. Н., Клионский М. Д., Пастернак А. М. Измерительный конденсатор. Авт. свид. № 220366, «Бюлл. изобр.», 1968, № 20.
5. Кротков И. Н., Клионский М. Д. Новый метод определения характеристик диэлектриков. «Измерительная техника», 1970, № 9, с. 70—73.
6. Germon S. Kapazitätsmessung mit dünnen dielektrischen Folien. „Elektrotechn. Z.“, 1964, B. 16, N 15, pp. 441-444.

Поступила в редакцию 8/VIII 1972 г.

ИМИТАТОР ТАНГЕНСА УГЛА ПОТЕРЬ С ЛИНЕЙНОЙ ШКАЛОЙ

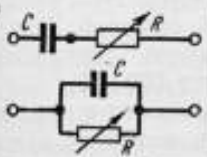
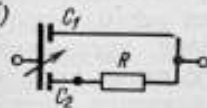

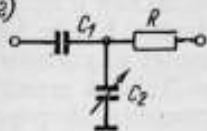
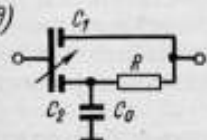
Поверку мостовых и резонансных измерителей тангенса угла потерь ($\operatorname{tg} \delta$) производят при помощи составных мер дискретного значения, представляющих последовательное или параллельное соединение конденсатора и резистора [1]. Эти меры не позволяют осуществлять поверку измерителей тангенса угла потерь для каждого положения рукоятки переключающего устройства или для каждой числовой отметки шкалы $\operatorname{tg} \delta$, как это принято в поверочной практике, и не всегда обеспечивают необходимую точность. Указанная задача может быть решена путем создания мер тангенса угла потерь плавнопеременного значения, перекрывающих широкие диапазоны значений тангенса угла потерь при неизменной емкости на выходных клеммах.

Самый простой путь создания таких мер — применение последовательной или параллельной RC-цепочки, в которой элементом сопротивления служит переменный резистор (см. табл. 1, рис. а). Однако практически этот метод трудно осуществим из-за недостатков, присущих переменным резисторам (нелинейности шкалы, непостоянства контактного сопротивления, изменения собственной емкости и т. д.).

Другим, более целесообразным путем является разработка устройств на основе схемных решений, имитирующих переменные значения тангенса угла потерь при помощи воздушного конденсатора переменной емкости, в то время как емкость на выходных клеммах устройства не меняется. Как известно, воздушные конденсаторы переменной емкости по сравнению с переменными резисторами и катушками индуктивности являются наиболее стабильными регулируемыми элементами электрической цепи, обладают высокой добротностью и имеют меньшую частот-

Таблица 1

Устройства для воспроизведения тангенса угла потерь
плавногопеременного значения

Электрическая схема	Упрощенная расчетная формула для	Дополнительные условия	Источник
а) 	ωRC $\frac{1}{\omega RC}$	—	—
б) 	$\left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2 \operatorname{tg} \delta_M,$ $\operatorname{tg} \delta_M = \omega R (C_1 + C_2)$	$C_1 + C_2 = \text{const}$ $\operatorname{tg} \delta_M < 0,1$	[2]
в) 	$\left(\frac{C_{12}}{C_2}\right)^2 \operatorname{tg} \delta_M,$ $\operatorname{tg} \delta_M = \frac{1}{\omega R C_{12}},$ $C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$	$C_{12} = \text{const}$ $\operatorname{tg} \delta_M < 0,1$	[3]
г) 	$\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \operatorname{tg} \delta_M$ $\operatorname{tg} \delta_M = \omega R C_1$	$\operatorname{tg} \delta_M < 0,1$	[4]
д) 	$\left[\left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2 + \frac{k C_2}{C_1 + C_2}\right] \operatorname{tg} \delta_M,$ $\operatorname{tg} \delta_M = \omega R (C_1 + C_2)$ $k = \frac{C_0}{C_1 + C_2}$	$C_1 + C_2 = \text{const}$ $k \operatorname{tg} \delta_M < 0,1$ $k > 10$	[5]

ную зависимость. В 1954 г. Хойер [2] предложил схему подобного имитатора, содержащую дифференциальный воздушный конденсатор и резистор (см. табл. 1, рис. б). Схему на основе последовательного соединения двух воздушных конденсаторов в 1970 г. предложил Ичиджо [3] (табл. 1, рис. в). К основным недостаткам обоих устройств следует отнести квадратичность получаемой шкалы, а также узкий диапазон воспроизводимых значений $\operatorname{tg} \delta$, обусловленный большой начальной емкостью, присущей двухзажимным конденсаторам переменной емкости. Так, в конденсаторе на 10 пФ начальная емкость обычно составляет 5—10 пФ, в конденсаторе на 1000 пФ — не менее 100 пФ.

За последние годы в мостах для измерения емкости и тангенса угла потерь в диапазоне частот 10^3 — 10^6 Гц, особенно высоких классов точности, применяют схемы, предназначенные для включения трехзажимных объектов (например, мосты P589 класса 0,1; P5004 класса 0,05; МЦЕ-7А класса 0,2). Основная погрешность этих мостов по $\operatorname{tg} \delta$ составляет $\pm [0,02 \operatorname{tg} \delta + (2-5) \cdot 10^{-4}]$. Очевидно, меры $\operatorname{tg} \delta$ для проверки трехзажимных мостов также должны иметь трехзажимную схему включения. В качестве меры $\operatorname{tg} \delta$ плавнoperеменного значения может быть использован имитатор на основе Т-образной цепи (см. табл. 1, рис. г), которая часто применяется в трехзажимных мостах для уравнивания по тангенсу угла потерь или по активной проводимости [4]. В отличие от предыдущих, данная схема имеет линейную шкалу $\operatorname{tg} \delta$ (в функции емкости C_2). Однако диапазон воспроизводимых значений $\operatorname{tg} \delta$ также ограничен, так как по своей структуре схема имеет относительно большой начальный тангенс угла потерь. Кроме того, применение двухзажимного конденсатора переменной емкости C_2 также сужает возможности меры.

Во ВНИИМ разработана новая схема имитатора тангенса угла потерь по трехзажимной схеме включения. Устройство, названное нами вариометром $\operatorname{tg} \delta$, имеет линейную шкалу и широкий диапазон воспроизводимых значений $\operatorname{tg} \delta$ (табл. 1, рис. д). Схема вариометра $\operatorname{tg} \delta$ содержит дифференциальный воздушный конденсатор и резистор. В отличие от устройства Хойера, между экраном и средней точкой последовательного соединения резистора и одного из статоров дифференциального конденсатора включен дополнительный конденсатор постоянной емкости C_0 . Расчетная формула разработанного устройства (см. табл. 1) имеет линейный и квадратичный члены. Линейность шкалы достигается за счет увеличения «удельного веса» линейного члена, для чего емкость дополнительного конденсатора выбирается, по крайней мере, на порядок больше выходной емкости вариометра $\operatorname{tg} \delta$ [5].

Диапазон перекрываемых значений $\operatorname{tg} \delta$ расширен благодаря тому, что обе половины дифференциального конденсатора, выполненные по трехзажимной схеме, имеют малую начальную

емкость. Так, трехзажимный конденсатор переменной емкости на 10 пФ можно выполнить с начальной емкостью, близкой к нулю, а конденсатор на 1000 пФ — с начальной емкостью порядка 20 пФ.

Расчетная формула вариометра $\text{tg } \delta$, приведенная в табл. 1, является упрощенной и не учитывает собственную активную проводимость конденсаторов, индуктивность выводов, побочные емкости электродов относительно экрана и т. д.

Рассмотрим электрическую схему замещения устройства в условиях квазистационарного режима с учетом остаточных параметров (рис. 1). Сопротивление резистора R предполагается частотонезависимым или измеренным при рабочей частоте. Емкость C_3 , шунтирующая резистор, является переменной и достигает при $C_1 = C_2$ наибольшего значения, равного $0,25(C_1 + C_2)$.

Выражения для емкости и тангенса угла потерь на выходных клеммах 1, 2 будут иметь вид

$$C_{12} = (C_1 + C_2)(1 + p); \quad (1)$$

$$\text{tg } \delta_{12} = (a^2 + ak) \text{tg } \delta_m + \Delta \text{tg } \delta, \quad (2)$$

$$\text{где } p = \varepsilon - a\alpha; \quad (3)$$

$$\Delta \text{tg } \delta = q(a^2 + ak) \text{tg } \delta_m + \text{tg } \delta_1 + a(\text{tg } \delta_2 - \text{tg } \delta_1); \quad (4)$$

$$q = a\alpha - \beta + (1 - a)\gamma + \eta;$$

$$a = \frac{C_2}{C_1 + C_2}; \quad k = \frac{C_0}{C_1 + C_2}; \quad \text{tg } \delta_m = \omega R(C_1 + C_2);$$

$\alpha, \beta, \gamma, \varepsilon, \eta$ — относительные частные поправки на влияние остаточных параметров схемы; $p, \Delta \text{tg } \delta$ — суммарные поправки; C_1, C_2, C_0 — емкости, измеренные при низкой частоте, например, 1 кГц; $\text{tg } \delta_1, \text{tg } \delta_2$ — тангенсы угла потерь воздушных конденсаторов C_1 и C_2 при рабочей частоте; a — показание шкалы устройства, отнесенное к верхнему пределу шкалы (a меняется от нуля до 1).

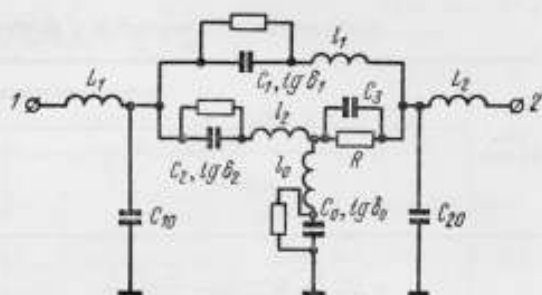


Рис. 1. Электрическая схема замещения вариометра $\text{tg } \delta$ с учетом остаточных параметров:

$C_1, \text{tg } \delta_1$ и $C_2, \text{tg } \delta_2$ — параметры дифференциального конденсатора; $C_3, \text{tg } \delta_3$ — параметры дополнительного конденсатора; C_{10} — побочная емкость ротора; C_{20} — побочная емкость статора, образующего с ротором емкость C_1 . Побочная емкость второго статора, образующего емкость C_2 , включена в C_0 ; L_1, L_2, L_0 — индуктивности конденсаторов C_1, C_2 и C_0 и их монтажа; L_1, L_2 — индуктивности выводов устройства.

В табл. 2 приведены выражения для частных поправок α , β , γ , ϵ , η . Величины α и β определены как поправки соответственно к емкости и активной проводимости между клеммами 1, 2.

Таблица 2

Выражения для поправок в формулах (3) и (4)

Поправка	Расчетное выражение	
	полное	упрощенное при $\frac{C_1}{C_2}, \frac{C_2}{C_0}, \frac{C_3}{C_2} \ll 1, \text{tg } \delta_2 \ll \text{tg } \delta_0$ $L_1 = L_2 = L, l_1 = l_2 = l$
α	$\omega RC_0 \left[\omega RC_0 \left(1 + \frac{C_2}{C_0} \right)^2 + \right.$ $+ \omega RC_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_0} \right) +$ $\left. + \text{tg } \delta_0 + \left(1 + 2 \frac{C_2}{C_0} \right) \text{tg } \delta_2 \right]$	$\omega RC_0 (\omega RC_0 + \text{tg } \delta_0)$
β	$\omega RC_0 \left[\omega RC_0 \left(1 + \frac{C_2}{C_0} + \frac{C_3}{C_0} \right)^2 + \right.$ $\left. + \left(2 + \frac{C_3}{C_0 + C_2} \right) \text{tg } \delta_0 + \right.$ $\left. + \left(2 \frac{C_2}{C_0} - \frac{C_3}{C_0} \frac{C_0 + C_3}{C_0 + C_2} \right) \text{tg } \delta_2 \right]$	$\omega RC_0 (\omega RC_0 + 2 \text{tg } \delta_0)$
γ	$\omega^2 [l_2 C_2 - l_1 C_1 + (L_1 + L_2)(C_2 - C_1)]$	$(2a - 1) \omega^2 (C_1 + C_2)(2L + l)$
ϵ	$\omega^2 \left\{ L_1 \left[C_{10} + C_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_0} \right)^{-1} \right] + \right.$ $+ L_2 (C_0 + C_{20}) +$ $+ (1 - a) C_1 (l_1 + L_1 + L_2) +$ $\left. + a C_2 (l_2 + L_1 + L_2) \right\}$	$\omega^2 \{ L (C_0 + C_{10} + C_{20}) +$ $+ l [C_1 + a (C_2 - C_1)] \}$
η	$\omega^2 l_0 C_0$	$\omega^2 l_0 C_0$

Как видно, эти поправки в основном зависят от величины $(\omega RC_0)^2$, т. е. от значения верхнего предела вариметра $\text{tg } \delta$, возведенного в квадрат. Поправки γ , ϵ , η характеризуют частотный ход емкостей C_1 , C_2 , C_0 , причем γ и ϵ получены с учетом частотной формулы трехзажимного конденсатора [6].

Оценим наибольшие (без учета знака) значения суммарных поправок p , $\Delta \text{tg } \delta$ и определим соответствующие им показания a_m шкалы вариметра $\text{tg } \delta$. Произведем расчет для устройства, имеющего $C_{12} = 10^3 \text{ пФ}$, $C_0 = 10^4 \text{ пФ}$, $\text{tg } \delta_{12} = 10^{-4} \div 0,1$ при

каждой из дискретных частот: $10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ Гц. Примем $L_1 = L_2 = l_1 = l_2 = l_0 = 50$ нГ; $C_{10} = C_{20} = 50$ пФ, $\text{tg } \delta_1$ и $\text{tg } \delta_2$ — менее 10^{-4} . Анализ показывает, что в диапазоне частот 10^3 — 10^5 Гц величинами γ, ϵ, η можно пренебречь. При частоте 1 МГц в зависимости от положения указателя шкалы γ принимает значения от $-0,6$ до $+0,6\%$; ϵ — от 2,1 до 2,2%, $\eta = 0,2\%$. Наибольшие значения суммарных поправок p и $\Delta \text{tg } \delta$ приведены в табл. 3.

Таблица 3

Числовые значения суммарных поправок p и $\Delta \text{tg } \delta$

Поправка	Частота, Гц	Наибольшее числовое значение поправки	Показание шкалы
p	$10^3 - 10^5$	-1% при $\text{tg } \delta_{12} = 0,1$ 2,2%	1
	10^6		—
$\Delta \text{tg } \delta$	$10^3 - 10^5$	$-2,5 \cdot 10^{-4}$ $-2,4 \cdot 10^{-4}$	0,5
	10^6		0,3

Оценим погрешность показаний вариометра $\text{tg } \delta$. Дифференцируя выражение (2), можно выделить следующие слагаемые погрешности: инструментальные погрешности, связанные с конструктивным выполнением дифференциального конденсатора; неисключенные остатки систематических погрешностей (поправочных членов) из-за влияния остаточных параметров схемы, частотная зависимость резистора R .

Инструментальные погрешности можно принять равными цене деления устройства. При использовании дифференциального конденсатора с большой разрешающей способностью (имеющего 1000 отсчетных точек) и путем выбора резистора соответствующего номинального значения цену деления вариометра $\text{tg } \delta$ можно получить равной 10^{-5} . Тогда инструментальными погрешностями в расчете можно пренебречь. Наибольшее значение среди неисключенных остатков систематических погрешностей имеет неисключенная погрешность определения $\text{tg } \delta$ дифференциального конденсатора, которую можно принять равной $\pm 1 \cdot 10^{-4}$.

При рассмотрении источника погрешности, связанного с частотной зависимостью резистора R , следует учитывать, что для широкодиапазонного устройства в зависимости от выходной емкости и частоты номинальные значения сопротивления находятся в пределах от 1,6 Ом до 1,6 кОм. Такие сопротивления можно реализовать при помощи металлопленочных резисторов с постоянной времени τ не более 10^{-8} с. При этом частотная погрешность резистора, приближенно определяемая величиной $(\omega\tau)^2$,

в диапазоне 10^3 — 10^5 Гц имеет пренебрежимо малое значение (менее 0,01%). При 1 МГц частотная погрешность резистора может оказаться на уровне 1%, поэтому в данном случае его сопротивление целесообразно измерить. Последнее можно осуществить с погрешностью $\pm 0,1\%$.

Таким образом, суммируя рассмотренные слагаемые, наибольшую погрешность показаний вариометра $\text{tg } \delta$ во всем диапазоне частот 10^3 — 10^6 Гц (при условии введения поправок) можно представить в виде

$$\xi = \pm (0,001 \text{ tg } \delta + 1 \cdot 10^{-4}).$$

Схема вариометра $\text{tg } \delta$, основу которой составляет воздушный пластинчатый прямоемкостный конденсатор с подвижным ротором и двумя статорными пакетами пластин, исследовано на макете. Дифференциальность конденсатора достигнута за счет размещения статорных пакетов пластин, сдвинутых на 180° относительно друг друга (рис. 2). Выходная емкость устройства в среднем составила 1200 пФ, начальная емкость конденсатора C_2 —17 пФ, $\text{tg } \delta_1 = \text{tg } \delta_2 = (3 \div 4) \cdot 10^{-5}$.

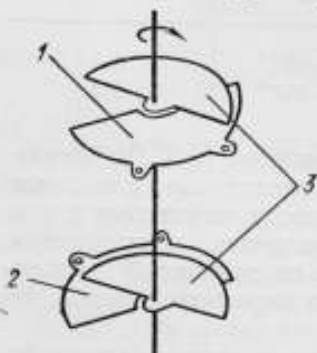


Рис. 2. Конструктивная схема дифференциального конденсатора:
1, 2 — статоры; 3 — ротор

Исследования вариометра $\text{tg } \delta$ проводились на частотах 1 и 10 кГц при помощи трансформаторного моста с погрешностью измерения тангенса угла потерь $\pm 1 \cdot 10^{-4}$. Сменные элементы вариометра $\text{tg } \delta$ имели следующие номинальные значения: $R = 160$ Ом, $C_0 = 0,01$ мкФ и $R = 16$ Ом; $C_0 = 0,1$ мкФ. При этом диапазон воспроизводимых значений тангенса угла потерь составил 10^{-2} — 10^{-4} на частоте 1 кГц и 10^{-1} — 10^{-3} — на частоте 10 кГц. Экспериментальные значения $\text{tg } \delta$ сравнивали с теоретическими, рассчитанными по формуле (2). При расчете использовали действительные значения выходной емкости C_{12} , измеренные предварительно в каждой числовой отметке шкалы. Последнее связано с отсутствием идентичности в изменениях емкости обеих частей дифференциального конденсатора, т. е. нарушением условия $C_1 + C_2 = \text{const}$ (см. табл. 1). Результаты исследования приведены в табл. 4 и на рис. 3 (кривые 1 и 2). Рассмотрение этих кривых подтверждает, что шкала вариометра $\text{tg } \delta$ оказывается близкой к линейной. На рис. 3 приведены также результаты измерения значений $\text{tg } \delta$ при отключенном конденсаторе C_0 (кривая 3), которые, как и следовало ожидать, имеют квадратичный характер.

Как видно, экспериментальные и теоретические значения $\text{tg } \delta$ для диапазона 10^{-2} — 10^{-4} на частоте 1 кГц совпадают в преде-

Результаты исследования на частоте 1 кГц вариометра $\text{tg } \delta$
с выходной емкостью 1200 пФ

Показания шкалы	Значения $\text{tg } \delta, 10^{-4}$ при					
	$C_0 = 0,01 \text{ мкФ}; R = 157 \text{ Ом}$			$C_0 = 0,1 \text{ мкФ}, R = 16,3 \text{ Ом}$		
	экспериментальные	расчетные по формуле (2)	расхождение	экспериментальные	расчетные по формуле (2)	расхождение
0	1	1,3	-0,3	2	1,3	0,7
30	15	15,4	-0,4	15	15,8	-0,8
60	32	32,0	0	31	32,5	-1,5
90	51	50,2	0,8	49	50,7	-1,7
120	74	72,4	1,6	69	71,7	-2,7
150	97	96,5	0,5	91	93,5	-2,5
180	112	111,0	1,0	103	106,2	-3,2

лах $3 \cdot 10^{-4}$ (в абсолютных значениях). Такое совпадение следует считать приемлемым, так как при создании макета ставилась задача проверки работоспособности устройства, а не получения максимальной точности.

При переходе на частоту 10 кГц все измеренные значения увеличились в 10 раз и характер кривых 1 и 2 (см. рис. 3) не изменился.

Следует обратить внимание на важную эксплуатационную особенность вариометра $\text{tg } \delta$ при его работе с трансформаторным мостом: клемму 1 (см. рис. 1) необходимо соединять с высокопотенциальным (генераторным) выводом моста. В противном случае плечевая обмотка моста окажется нагруженной на сравнительно большую емкость C_0 , что для некоторых типов мостов может привести к появлению дополнительной погрешности измерения (обычно допустимое значение емкости, нагружающей плечевую обмотку, указывается в техническом описании моста).

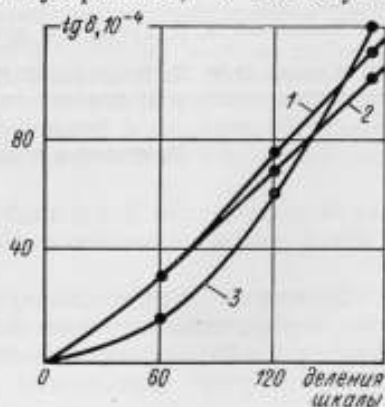


Рис. 3. Экспериментальные зависимости значений тангенса угла потерь от положения указателя шкалы для вариометра $\text{tg } \delta$ с выходной емкостью 1200 пФ:
1 — при $C_0 = 0,01 \text{ мкФ}; R = 157 \text{ Ом};$
2 — при $C_0 = 0,1 \text{ мкФ}, R = 16,3 \text{ Ом};$
3 — при $C_0 = 0, R = 1,59 \text{ кОм}.$

Заключение

По сравнению с известными, имитатор плавнорегулируемых значений тангенса угла потерь имеет линейную шкалу и позволяет воспроизводить более широкий диапазон значений тангенса угла потерь. Он может быть применен для создания образцовой трехзажимной меры тангенса угла потерь со следующими техническими характеристиками: диапазон $\operatorname{tg} \delta$ — от 0,1 до 10^{-4} , емкость на выходе не более 1000 пФ, диапазон рабочих частот 10^3 — 10^6 Гц.

Для устройства с указанными характеристиками поправки к расчетным значениям тангенса угла потерь за счет влияния остаточных параметров схемы не превышают $2,5 \cdot 10^{-4}$ (в абсолютных значениях $\operatorname{tg} \delta$), а погрешность показаний составляет $\pm (0,001 \operatorname{tg} \delta + 1 \cdot 10^{-4})$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гушина Т. М. Образцовые меры угла потерь, их аттестация и применение в диапазоне частот радиовещания. Труды конференции по автоматическому контролю и измерениям. ИАЭ СО АН СССР, Новосибирск, 1961, с. 181—189.
2. Hoyer H. Verlustwinkel normale und verlustwinkel variatoren. Archiv für Elektrotechnik, XLI, B, H. 6, 1954.
3. Ichijo B. Complex series condenser type variable high resistance with accuracy Ichijo resistor. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. IM-20, N 4, November, 1971, pp. 344-348.
4. Грохольский А. Л. Измерители добротности — куметры. «Наука», Новосибирск, 1966.
5. Клионский М. Д. Устройство для воспроизведения тангенса угла потерь переменного значения. Авт. свид. № 367392, «Бюлл. изобр.», 1968, № 20.
6. Клионский М. Д., Цикаури Г. Н. Определение емкости образцовых воздушных конденсаторов на высоких частотах. «Измерительная техника», 1972, № 9, с. 46—48.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОЗНАЧНЫХ МЕР НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

До последнего времени основными средствами передачи размера вольта от государственного эталона образцовым и рабочим средствам измерения напряжения служили однозначные меры э.д.с. и напряжения (нормальные элементы и меры на полупроводниковых стабилитронах), точность и стабильность которых регламентировались поверочными схемами.

Развитие измерительной техники требует расширения пределов средств измерения и их автоматизации. Образцовые меры, воспроизводящие лишь одно значение э.д.с. (или напряжения), не могут обеспечить измерение напряжения с необходимой для практики точностью.

Рассмотрим некоторые требования к образцовым мерам напряжения, возникающие в связи с созданием новых видов рабочих средств измерения.

1. Если существующие образцовые меры напряжения предназначались для работы на постоянную высокоомную нагрузку ($I_n < 10^{-7}$ А), то уже сейчас нужны меры, способные работать на постоянную, переменную и импульсную нагрузку при $I_n \gg \gg 10^{-7}$ А [1].

2. Значительно расширился диапазон рабочих напряжений поверяемых аналоговых и цифровых приборов (от десятых долей нановольта до нескольких мегавольт), и поэтому достигнуть высокой точности передачи размера единицы однозначной мерой невозможно.

3. Количество поверяемых приборов, а также число поверяемых точек у каждого прибора растет гораздо быстрее роста производительности труда поверителя. Процесс поверки следует автоматизировать; наличие многозначных мер с дистанционным

управлением выходным напряжением является необходимым условием автоматизации.

4. Существует необходимость в эксплуатации образцовых мер напряжения в значительно более сложных условиях, чем допустимые для нормальных элементов.

Образцовые многозначные меры напряжения должны: воспроизводить и поддерживать ряд фиксированных номинальных значений выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ с нормированной погрешностью δ_n в заданных условиях*; обладать высокой идентичностью параметров для однотипных мер; допускать применение в условиях поверочных и научно-исследовательских лабораторий промышленных предприятий; обеспечивать высокую производительность труда поверителя; при этом они должны быть просты и удобны в эксплуатации.

В основу создания многозначных мер напряжения постоянного тока могут быть положены известные принципы построения стабилизированных генераторов (калибраторов) напряжения постоянного тока с регулируемым выходным напряжением, применяемых в приборостроении. Анализ этих принципов позволяет определить перспективные пути создания образцовых многозначных мер напряжения высокой точности, которые могли бы быть применены в метрологической практике.

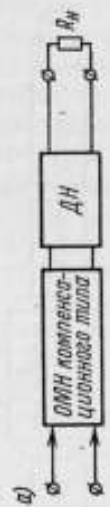
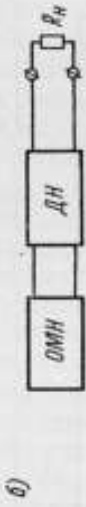

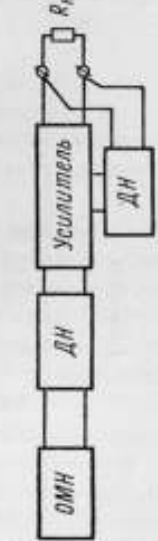
Классификация структурных схем и принципов построения значительного числа известных калибраторов дает возможность наметить технические решения при построении образцовых многозначных мер напряжения постоянного тока (ОМН).

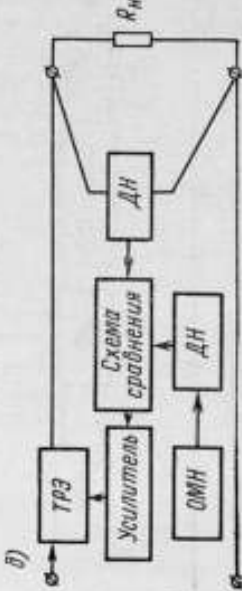
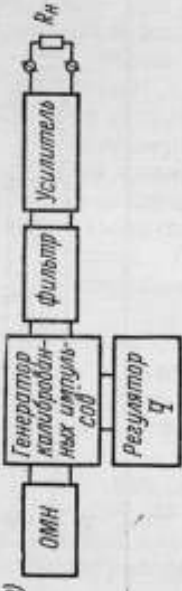
Калибратор напряжения любого типа содержит три основных узла, «опорную» меру напряжения (постоянного или переменного тока) или меру тока (постоянного или переменного, масштабный преобразователь делители или усилители) и переключающее устройство. При этом меры напряжения постоянного тока по точности и стабильности превосходят опорные меры других типов более чем на порядок. Структурные схемы калибраторов отличаются тем, что некоторые из них, кроме указанных узлов, содержат промежуточные и выходные преобразователи напряжения переменного тока в постоянный и обратно. В ряде случаев эти преобразователи совмещают с перечисленными выше основными узлами.

Сочетания опорных мер напряжения с различными типами масштабных преобразователей дают значительное количество вариантов блок-схем калибраторов напряжения, которые можно свести к нескольким основным типам (см. таблицу). Остановимся на их характерных особенностях.

Калибратор первого типа (см. табл., рис а) состоит из однозначной меры напряжения, построенной по принципу классического компенсационного стабилизатора напряжения и декадного делителя напряжения (ДН). Калибраторы это-

* Значения δ_n регламентируются соответствующей поверочной схемой.

Блок-схема	$U_{\text{вых макс}}$, В	Ток нагрузки $I_{\text{н}}$, А	Тип нагрузки	Погрешность δ , %	Температурный коэффициент напряжения, 10^{-6} , 1°C^{-1}
<p>а)</p> 	Не ограничена	10^{-6}	Постоянная	$\pm (0,5 \div 10) \cdot 10^{-6}$	$\pm (0,7 \div 1)$
<p>б)</p> 	$10 \div 15$	10^{-6}			$\pm 10 \text{ на } 5 \div 10$
<p>в)</p> 	1200	$(20 \div 50) \cdot 10^{-3}$	Постоянная, пере- менная	$\pm (5 \div 25) \cdot 10^{-6}$	$\pm (5 \div 10)$
<p>г)</p> 	1200	$(20 \div 50) \cdot 10^{-3}$			$\pm (1 \div 10) \cdot 10^{-6}$

Температурный коэффициент напряжения $10^{-6} \text{ В}/^{\circ}\text{C}$	Погрешность δ_n	Тип нагрузки	Ток нагрузки $I_n \cdot X$	$U_{\text{питания}} \cdot B$	Блок-схема
$\pm (0,7 \div 2)$	$\pm (1 \div 20) \cdot 10^{-6}$	Постоянная, переменная, импульсная	Не ограничен	Не ограничен	<p data-bbox="370 1122 387 1223">Блок-схема</p> 
$\pm (3 \div 5)$	$\pm (30 \div 50)$	Постоянная	$(20 \div 50) \cdot 10^{-3}$	1200	

го типа обладают высокой стабильностью $U_{\text{вых}}$, но низкой нагрузочной способностью ($z_n \rightarrow \infty$).

Калибратор второго типа (см. табл., рис. б) состоит из однозначной меры напряжения (обычно нормального элемента или сухих батарей) и декадного делителя напряжения. В качестве подобных калибраторов можно использовать компенсаторы постоянного тока [2]. Для этого типа характерна высокая кратковременная стабильность (порядка 10^{-5} за 5—10 мин) и крайне низкая нагрузочная способность ($z_n \approx \infty$). Верхний предел таких калибраторов не превышает 100 В.

Калибратор третьего типа (см. табл., рис. в) отличается от калибратора второго типа тем, что его масштабный преобразователь состоит из включенных последовательно декадного делителя и линейного усилителя с постоянным коэффициентом усиления. По своей нагрузочной способности калибратор этого типа значительно превосходит калибраторы двух первых типов, но уступает им по стабильности $U_{\text{вых}}$. Значения $U_{\text{вых}}$ и I_n ограничены возможностями линейного усилителя и составляют 1200 В и 50 мА [16].

Калибратор четвертого типа (см. табл., рис. г) отличается от калибратора третьего типа тем, что с целью повышения стабильности $U_{\text{вых}}$, часть $U_{\text{вых}}$ через масштабный преобразователь типа декадного делителя подается на один из выходов операционного усилителя. Калибраторы этого типа представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования $U_{\text{вых}}$. Наибольшие значения $U_{\text{вых}}$ и I_n ограничены по тем же причинам, что и у третьего типа.

Калибратор пятого типа (см. табл., рис. д) представляет собой классический компенсационный стабилизатор напряжения постоянного тока с последовательным, параллельным или комбинированным включением токорегулирующего элемента (ТРЭ) и дискретным изменением значения $U_{\text{вых}}$.

Предельные значения $U_{\text{вых}}$ и I_n у подобных калибраторов теоретически неограничены. Они могут работать на нагрузку любого типа. По достигнутой стабильности $U_{\text{вых}}$ калибраторы пятого типа несколько уступают лишь калибраторам первого типа. Характерная особенность их построения заключается в том, что масштабный преобразователь включен либо на входе цепи обратной связи, либо на выходе источника опорного напряжения.

Калибраторы данного типа можно классифицировать по принципу действия опорной меры напряжения (исходные величины — напряжение, частота или фаза и т. п.), значению опорного напряжения ($U_{\text{оп}} < U_{\text{вых}}$, $U_{\text{оп}} = U_{\text{вых}}$, $U_{\text{оп}} > U_{\text{вых}}$), закону регулирования (непрерывный, импульсный, астатический и т. д.), типу и количеству обратных связей (положительная, отрицательная, решающая и т. д.), по количеству контуров регулирования, параметрам регулирования ($U_{\text{вых}}$, $U_{\text{вх}}$, I_n) и т. п. Рассмотрим калибраторы

пятого типа в соответствии с этой классификацией с точки зрения достижения наивысшей точности $U_{\text{вых}}$.

Тип опорной меры определяет, в конечном счете, теоретический предел δ_n . Наиболее распространенным типом опорной меры напряжения в современных калибраторах является мера на полупроводниковых стабилитронах. С точки зрения долговременной и температурной стабильности, а также нагрузочной способности целесообразно применять дифференциальные и мостовые схемы, которые теоретически инвариантны к изменениям напряжения питания, температуры и времени [3]. Минимальное достигнутое значение δ_n таких мер составляет $(2 \div 3) \cdot 10^{-6}$ [4].

Перспективно использование в качестве исходной величины в опорных мерах напряжения частоты и фазы, которые позволяют повысить стабильность $U_{\text{вых}}$ на несколько порядков [5, 6]. При этом необходимо преодолеть трудности, встречающиеся при построении преобразователя нестабильности напряжения в вариацию частоты и вариации частоты в сигнал управления регулирующим органом.

Значение опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ заметно влияет на значение δ_n , для уменьшения которого желательно, чтобы $U_{\text{оп}} = U_{\text{вых}}$. Однако выполнить это условие, особенно в высоковольтных мерах, достаточно трудно. Интересным решением этой задачи является применение в качестве опорной меры напряжения конденсатора с высококачественной изоляцией [7]. Перспективно также использование масштабных преобразователей цепи обратной связи типа делителей напряжения, содержащих нелинейные элементы [8]. При этом напряжение с выхода меры передается на выход делителя с большим коэффициентом деления по постоянному напряжению и с близким к единице коэффициентом деления по переменному напряжению. Благодаря этому значение сигнала управления в цепи обратной связи соответствует выполнению равенства.

Закон регулирования также играет важную роль в обеспечении высокой стабильности $U_{\text{вых}}$. Так, при астатическом законе погрешность регулирования теоретически равна нулю [9]. Поэтому направление работ по созданию образцовых многозначных мер напряжения, в которых в качестве исходной величины принимается частота (фаза) с астатическим законом регулирования [6], весьма перспективно.

Калибраторы пятого типа с импульсным законом являются единственными, способными работать на импульсную нагрузку (см. таблицу), значение которой меняется от нуля до 100%. В цепи обратной связи такого калибратора вместо усилителя постоянного тока используются импульсные усилители с коэффициентом усиления, не зависящим от колебаний напряжения питания в значительном диапазоне, практически не боящиеся перегрузок по I_n [10, 11].

При построении преобразователя нестабильности напряжения $U_{\text{вых}}$ в вариацию частоты перспективно применение электрооптических эффектов Керра и Поггеля, которые позволяют создать высоковольтную многозначную меру напряжения с нестабильностью $6 \cdot 10^{-6}$ в течение нескольких часов [12, 13].

Калибраторы шестого типа (см. табл., рис. е) являются калибраторами нового типа, использующими для получения многозначности $U_{\text{вых}}$ принцип время-импульсного преобразования. Этот принцип заключается в выделении и линейном усилении постоянной составляющей периодической последовательности калиброванных по площади импульсов переменной скважности ($q = \frac{T}{\tau_n}$). Измерение скважности q сводится к измерению отношения двух временных интервалов (периода следования импульсов T и длительности импульса τ_n) и может быть выполнено с высокой точностью.

Многозначность $U_{\text{вых}}$ можно получить, изменяя с заданной дискретностью значение τ_n , T или одновременно τ_n и T [14, 15].

Основное преимущество калибраторов шестого типа — высокая точность воспроизведения ряда значений $U_{\text{вых}}$, а также конструктивная простота (отсутствие прецизионных декадных делителей, содержащих механические прецизионные переключатели).

Калибраторы данного типа разрешают одно из основных противоречий, встречающихся при проектировании калибраторов на интегральных схемах и транзисторах. Оно заключается в том, что для обеспечения высокой стабильности $U_{\text{вых}}$ узлы меры должны работать в непрерывном режиме, в то время как интегральные схемы и транзисторы наиболее стабильно работают в импульсном режиме. В калибраторах шестого типа большая часть элементов работает в импульсном режиме и только выходной линейный усилитель — в непрерывном.

Нестабильность $U_{\text{вых}}$ калибратора этого типа несколько выше нестабильности ранее рассмотренных видов калибраторов. Это объясняется тем, что фильтр и усилитель калибратора (см. табл., рис. е) не охвачены обратной связью, т. е. система регулирования $U_{\text{вых}}$ разомкнута, и поэтому менее точна. Введение замкнутой цепи обратной связи в калибраторах шестого типа целесообразно, так как сравнительно небольшой выигрыш в стабильности $U_{\text{вых}}$ достигается путем существенного усложнения устройства.

Температурный коэффициент $U_{\text{вых}}$ также несколько выше, чем у многозначных мер других типов. Наибольшие значения $U_{\text{вых}}$ и I_n составляют соответственно 1200 В и 50 мА и ограничены возможностями современных усилителей.

Остановимся на переключающих устройствах калибраторов, задачей которых является программное и дистанционное переключение ряда значений $U_{\text{вых}}$.

Переключающие устройства состоят из логических блоков, собранных на интегральных схемах, и ключевых коммутирующих элементов (электронные ключи, электромеханические реле с золочеными контактами и т. п.). Эти устройства осуществляют также автоматическую защиту калибраторов от коротких замыканий в нагрузке и обеспечение цифрового выхода значений.

Если создание логических блоков не представляет особых трудностей, то создание ключа, близкого к идеальному (с высоким быстродействием, бесконечно большим сопротивлением в разомкнутом состоянии и нулевым в замкнутом) связано с известными трудностями. Электронные ключи, обладая наибольшим быстродействием (до 0,01 мкс), имеют значительное сопротивление. У электромеханических реле сопротивление в замкнутом состоянии составляет доли ома, а время их срабатывания — несколько миллисекунд.

Рассмотренные структурные схемы калибраторов позволяют разработать образцовые меры и автоматические установки для проверки цифровых вольтметров, калибраторов напряжения и т. п.

Располагая ОММН и быстродействующими ЭВМ, можно, например, построить блок-схему автоматической установки для проверки цифровых вольтметров (см. рисунок), которая работает следующим образом.



В ЭВМ вводится алгоритм поверки, содержащий в закодированном виде ряд дискретных значений напряжений, соответствующий поверяемым точкам, и порядок операций по снятию и обработке результатов измерений.

Перед началом поверки образцовые меры калибруются, после чего начинается процесс поверки: показания прибора с его цифрового выхода поступают на вход ЭВМ, которая производит

обработку данных и выдает с помощью печатающего устройства вычисленные значения погрешностей в поверяемой точке. Одновременно ЭВМ через блок управления ОММН изменяет коэффициент передачи масштабного преобразователя и переходит к следующей поверяемой точке. ЭВМ сравнивает два ряда чисел: первый — поступает с цифрового выхода поверяемого прибора, второй — вводится в ЭВМ в виде программы.

Эффект повышения производительности труда поверителя можно оценить на основании данных о быстродействии вольтметров. Если при поверке вручную на аттестацию одной точки требуется 3—5 мин, то при автоматической за 5 мин можно аттестовать от 300 до 3000 точек. Таким образом, решается задача обеспечения высокой стабильности $U_{\text{вых}}$ меры.

Создание ОММН позволяет ввести в поверочные схемы для вольтметров и калибраторов напряжения новые ветви, содержащие ОММН I, II и III разрядов.

Выводы

1. Задача обеспечения единства измерений требует создания образцовых многозначных мер напряжения постоянного тока, перекрывающих диапазон номинальных значений напряжения от 10^{-12} до $2 \cdot 10^6$ В и работающих при значительных постоянных, переменных и импульсных токах I_n .

2. ОММН следует строить по одному из следующих принципов: классическому компенсационному, с применением линейных усилителей, с время-импульсным преобразованием.

3. Перспективно применение в ОММН в качестве опорной величины — частоты (фазы) и астатического закона регулирования.

4. В высоковольтных ОММН перспективно сочетание опоры на частоту с преобразователями на основе электрооптических эффектов Керра и Погкельса.

5. Наличие ОММН позволит автоматизировать процесс поверки и резко повысить производительность труда поверителя, а также ввести новые ветви в поверочные схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Галахова О. П., Егорычев Л. Н., Рождественская Т. Б., Фоменко В. И. Принципы построения многозначных мер постоянного и переменного напряжения для оценки метрологических характеристик калиброванных источников питания. Научно-техническое совещание по методам и аппаратуре для измерения параметров источников напряжения постоянного и переменного тока. Тезисы докладов, М., Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1969, с. 13—14.

2. Королев Ю. С. Применение потенциометров Р345 и Р309 в качестве калибраторов постоянного напряжения. «Измерительная техника», 1972, № 7, с. 71—72.

3. Егорычев Л. Н. Параметрические стабилизаторы напряжения. «Измерительная техника», 1973, № 8, с. 62—64.

4. Schlesok S. O sursă de tensiune foarte constantă cu diode Zeuer. — „Metrologia aplicata“, 1967, N 2, c. 49—51.
5. Troost A., Schmucker G. Schaltungsanordnung zur Konstanthaltung einer Gleichspannung oder eines Gleichstromes. Пат. ФРГ, Кл. H02m, N 1124. 100 от 27.8.60.
6. Егорычев Л. Н., Рейфман М. П., Фоменко В. И., Галахова О. П., Винников Е. М. Астатический стабилизатор напряжения. Авт. свид. СССР № 338975, кл. H02 m³/14, от 8.10.70. «Бюлл. изобр.», 1972, № 16.
7. Brokshier W. K. Ultrastable Voltage source to 10 kV Using Capacitive Feedback. RSI, 1967, v. 38, N 9, c. 1245—1252.
8. Егорычев Л. Н. О коэффициенте деления одного типа нелинейного делителя напряжения. «Вопросы радиоэлектроники», сер. общетехническая, 1972, вып. 6, с. 122—134.
9. Основы автоматического регулирования. Теория. Под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.
10. Егорычев Л. Н. Импульсный усилитель с параллельным управлением. Авт. свид. СССР, № 301840, кл. H03к, 5/02, от 17.2.69. «Бюлл. изобр.», 1971, № 14.
11. Егорычев Л. Н. Усилитель с параллельным управлением. Авт. свид. СССР, № 318156, кл. H03к, 5/02 от 17.2.69. «Бюлл. изобр.», 1971, № 31.
12. Баталли С. С., Бескровный И. М., Юшков А. В. Высоковольтный стабилизатор повышенной точности. Деп. рук. Д-22, ВИНТИ, 1965, 15 с.
13. Егорычев Л. Н. Стабилизатор напряжения. Авт. свид. СССР, № 372551, кл. G 05 f, 1/56, от 1.3.71. «Бюлл. изобр.», 1973, № 13.
14. Charbonnier R. Générateur étalon de tension continue ou de courant continue. Pat. франц., кл. G01g, № 1.484.704, от 8.5.1967.
15. Егорычев Л. Н. Калибратор напряжения. Авт. свид. СССР № 362245, кл. G 01 g, 17/02 от 24.8.70. «Бюлл. изобр.», 1973, № 2.
16. Ehrbar W., Julie L. Kilovolt level d. c. generation with primary measurement accuracy. 21-st annual ISA Conf. Proc., N-J. Sity, 1966, v. 21, p. 1, N 12.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

УДК 621.317.089.6.088:621.371.725.089.6

*Р. Ф. АКНАЕВ, О. П. ГАЛАХОВА, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ,
А. Б. БЕРЕЗОВСКИЙ*

МЕТОДЫ ПОВЕРКИ МНОГОЗНАЧНЫХ МЕР (КАЛИБРАТОРОВ) НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для поверки вольтметров в широком диапазоне значений напряжений и частот за последние годы интенсивно ведутся разработки мер напряжения переменного тока (калибраторов или калиброванных источников напряжения).

Высокие эксплуатационные качества мер напряжения переменного тока обусловили их широкое применение в качестве образцовых средств для поверок аналоговых и цифровых вольтметров, измерителей нестабильности напряжения и других устройств для измерения напряжения переменного тока.

Действующая в странах—членах СЭВ Рекомендация РС 2560-70 «Поверочная схема для вольтметров» предусматривает использование мер напряжения переменного тока в качестве основных поверочных средств. Согласно этой рекомендации меры напряжения переменного тока с частотой от 15 Гц до 20 кГц и допускаемой погрешностью $\pm 0,01\%$, целесообразно использовать в качестве образцовых средств измерения 1-го разряда. Меры переменного напряжения с частотой от 15 Гц до 1 МГц и допускаемой погрешностью $\pm 0,1\%$ рекомендуется использовать в качестве образцовых средств 2-го разряда. Меры с частотой от 15 Гц до 30 МГц с допустимой погрешностью $\pm (0,5 \div 1)\%$ используются как образцовые средства измерений 3-го разряда.

В табл. 1 приведены некоторые характеристики мер напряжения переменного тока (калибраторов) по экспериментальным разработкам Томского политехнического института, а также некоторых зарубежных фирм. Эти меры напряжения проходили исследование и поверку во ВНИИМ.

Таблица 1

Основные характеристики мер переменного напряжения (калибраторов)

Тип прибора	Изготовитель	Диапазон частот	Напряжение на выходе, В	Погрешность выходного напряжения, %
ГК-4	Томский политехнический институт	20 Гц — 100 кГц	9	0,03—0,05
ГК-5		100 кГц — 10 МГц	9	0,05—0,5
ГК-6		5 Гц — 30 МГц	5	0,1—1,0
ГК-8		20 Гц — 400 кГц	10	0,03
ГК-10		20 Гц — 100 кГц 20 Гц — 20 кГц	10 30—300	0,03 0,15
745А	„Хьюлетт Паркард“, (США)	10 Гц — 110 кГц	$1 \cdot 10^{-3}$ — 100	0,02—0,2
		20 Гц — 110 кГц	$1 \cdot 10^{-3}$ — 100	0,02—0,05
		10 Гц — 20 Гц	$1 \cdot 10^{-3}$ — 1000	0,2
746А	То же	10 Гц — 110 кГц	100—1100	0,04—0,2
		50 Гц — 20 кГц	100—1100	0,04
Г-2021	„Сименс“, (ФРГ)	10 кГц — 25 МГц	0,775	0,1 дБ 0,2 дБ
		до 20 МГц	0,775	
		до 25 МГц	0,775	

При отношении погрешности поверяемого прибора к погрешности образцового, равном 3:1, погрешности образцовых средств, необходимых для поверки такого рода приборов, составят: на частотах от 15 Гц до 20 кГц — $\pm 0,003 \div 0,005\%$; до 100 кГц — $0,01 \div 0,02\%$; до 10 МГц — не более $0,05 \div 0,2\%$ и до 30 МГц — не более $0,2 \div 0,5\%$. Такие требования находятся на уровне наивысшей, достижимой в настоящее время точности измерения напряжения в указанном диапазоне частот (от 20 Гц до 30 МГц).

Методы, применяемые во ВНИИМ для поверки мер напряжения, основаны на использовании термоэлектрических сравнивающих преобразователей напряжения ПТЭК [1, 2, 3], принципиальная схема которых представлена на рис. 1.

Обычно при поверке меры напряжения MH (рис. 2) ее выходное напряжение U_{Σ} подается на вход преобразователя ПТЭК. Возникающая при этом на выходе термопреобразователя т.э.д.с. E измеряется с помощью компенсатора (потенциометра) постоянного тока ППТ₁. Далее напряжение переменного тока отключается, и на вход преобразователя от источника напряжения постоянного тока ИПН подается напряжение U_{Σ} , которое регулируется до получения на выходе преобразователя того же зна-

чения т.э.д.с. После этого напряжение постоянного тока измеряется с помощью потенциометра постоянного тока ППТ₂ с делителем напряжения ДН; целесообразно использовать двухряд-

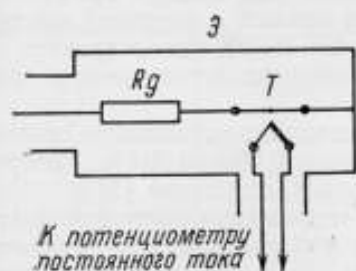


Рис. 1

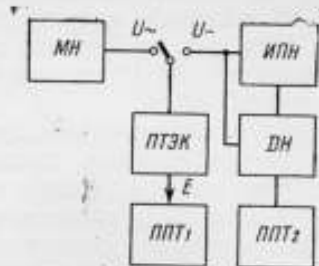


Рис. 2

ный потенциометр постоянного тока. При этом по одному ряду отсчитывается значение т.э.д.с. преобразователя, по второму — значение напряжения на выходе делителя.

Измеренное напряжение постоянного тока представляет собой действительное значение напряжения, установленного на выходе поверяемой меры напряжения. Относительная погрешность меры γ_m определяется разностью между номинальным U_n и действительным U_d значением ее выходного напряжения

$$\gamma_m = \frac{U_n - U_d}{U_n}$$

Таблица 2

f , кГц	E , мВ	U^+ , В	U^- , В	$U_{cp} = \frac{U^+ + U^-}{2}$, В	$\Delta U = U_n - U_{cp}$, 10^{-4} В	γ_m , %
0,02	1,42736	9,9989	9,9987	9,9988	+12	+0,012
0,045	1,42754	9,9997	9,9994	9,9996	+4	+0,004
0,4	1,42744	9,9993	9,9990	9,9992	+8	+0,008
1	1,42754	9,9996	9,9993	9,9994	+6	+0,006
5	1,42760	9,9998	9,9995	9,9996	+4	+0,004
10	1,42762	9,9999	9,9996	9,9998	+2	+0,002
20	1,42764	10,0000	9,9996	9,9998	+2	+0,002
30	1,42770	10,0002	9,9998	10,0000	0	0,000
50	1,42762	9,9998	9,9996	9,9997	+3	+0,003
100	1,42770	10,0001	9,9998	10,0000	0	0,000

Обозначения: f — частота; E — термо-э. д. с. ПТЭК при подключении его к выходу ГК-8; U^+ , U^- — значения напряжения постоянного тока прямой и обратной полярности, соответствующие термо-э. д. с. E .

В табл. 2 приведен пример поверки меры (генератора-калибратора ГК-8) с номинальным напряжением на выходе 10 В.

Для исключения погрешности от асимметрии ПТЭК действительное значение напряжения берется как среднее арифметическое из значений напряжений при прямой и обратной полярностях. При этих измерениях в качестве ПТЭК использовался преобразователь № 19 из набора образцовых исходных преобразователей ВНИИМ.

Следует обратить внимание на малую и устойчивую асимметрию преобразователя, составляющую 0,002—0,004%, полученную путем выбора режима термопреобразователя [2].

Для поверки мер переменного напряжения применяются также новые методы, основанные на использовании квадратичной зависимости т.э.д.с. от напряжения, подаваемого на вход термопреобразователя. В этом случае порядок операций, необходимых для поверки меры переменного напряжения, такой же, но погрешность меры напряжения определяется по следующей формуле:

$$\gamma_m = \frac{1}{2} \frac{E}{E_2}, \quad (1)$$

где $E = E_1 - E_2$ — разность т.э.д.с., E_1 — т.э.д.с. при подаче на вход напряжения переменного тока; E_2 — т.э.д.с. при подаче на вход напряжения постоянного тока, равного номинальному напряжению меры.

Таким образом, если например, при подаче на вход преобразователя напряжения переменного тока $U = 1$ В на выходе преобразователя $E_1 = 10,000$ мВ, а при подаче напряжения постоянного тока $U = 1$ В на выходе получится $E_2 = 10,010$ мВ, то погрешность меры будет равна 0,05%. Такой метод значительно ускоряет процесс поверки.

У мер напряжения с диапазоном частот до 30 МГц основную часть погрешности составляют частотные погрешности. Поэтому для таких мер достаточно провести поверку путем компарирования с постоянным током на одной из низких частот (например 1 кГц), а в остальных точках частотного диапазона произвести поверку путем компарирования с напряжением частоты 1 кГц, при этом действительное значение напряжения на частотах, отличных от 1 кГц, определяется описанным выше методом с использованием квадратичной зависимости т.э.д.с. от приложенного напряжения

$$U_{f_i} = U_{f_0} + \frac{1}{2} \frac{E_{f_i} - E_{f_0}}{E} U_{f_0}^2, \quad (2)$$

где U_{f_i} — значение напряжения на поверяемой частоте f_i ; U_{f_0} — значение напряжения на частоте $f_0 = 1$ кГц; E_{f_i} — т.э.д.с., соответствующая U_{f_i} ; E_{f_0} — т.э.д.с., соответствующая U_{f_0} .

Такой способ в несколько раз ускоряет процесс поверки. В этом случае с большой степенью точности можно определить

разность напряжения меры при любой частоте заданного диапазона и напряжения при низкой частоте.

Таблица 3

f_l , МГц	E_{f_l} , мВ	$E_{f_0} - E_{f_l}$, мВ	η , %
0,1	4,1008	0,0000	0,00
0,5	4,0949	+0,0059	+0,07
1,0	4,0921	+0,0087	+0,10
2,3	4,0899	+0,0109	+0,13
5,0	4,1007	+0,0001	0,00
10,0	4,1232	-0,0224	-0,27
15,0	4,1526	-0,0516	-0,63
20,0	4,1650	-0,0642	-0,78
25,0	4,1593	-0,0585	-0,71

В табл. 3 приведены результаты поверки генератора-калибратора Г2021 фирмы «Сименс», проведенной по данной методике.

Все измерения произведены в течение 5—6 мин. При выполнении этих измерений по методике путем компарирования с напряжением постоянного тока потребовалось бы время не менее 30 мин.

По данным табл. 2 также можно найти погрешности ГК-8 по описанной выше методике с применением формулы (2). При этом основную погрешность следует определить на частоте 1 кГц путем компарирования с напряжением постоянного тока.

Таблица 4

f_l , кГц	γ_m , %	$\gamma_m - \gamma_m$, %
0,02	+0,012	0,000
0,045	+0,006	+0,002
0,4	+0,010	+0,002
1	+0,006	0,000
5	+0,004	0,000
10	+0,003	+0,001
20	+0,002	0,000
30	0,000	0,000
50	+0,003	0,000
100	0,000	0,000

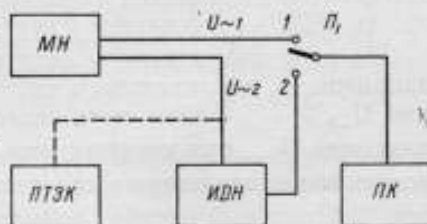


Рис. 3

а на всех остальных частотах — по приращению т.э.д.с. к т.э.д.с. на частоте 1 кГц. В табл. 4 приведены погрешности ГК-8, найденные с помощью этой методики по данным табл. 2.

Установлено, что из десяти оценок погрешностей ГК-8 для разных частот в семи случаях погрешности, найденные обоими методами, полностью совпадают; в двух случаях разности составляют 0,002% и только в одном — 0,001%. Это свидетельствует

ует о высокой сходимости результатов, получаемых обоими методами.

Следует отметить, что поверка мер напряжения непосредственно с помощью термоэлектрических компарирующих преобразователей напряжения возможна лишь в том диапазоне напряжений, где выходная мощность меры напряжения обеспечивает необходимый ток потребления преобразователя (чаще всего этот ток составляет $I = 10$ мА). Практически для существующих мер напряжения поверка их непосредственно с помощью подобных преобразователей напряжения возможна при напряжениях не менее 100 мВ. В тех случаях, когда выходная мощность меры напряжения мала (обычно это бывает, когда напряжение снимается со встроенного в меру индуктивного делителя напряжения) и поверка ее непосредственно с помощью термоэлектрических преобразователей напряжения невозможна, применяется метод с использованием промежуточного компаратора. Принципиальная схема поверки данным методом показана на рис. 3.

Промежуточным компаратором ПК может служить чувствительный цифровой или аналоговый вольтметр (с высоким входным сопротивлением), диапазон измерений которого соответствует диапазону выходных напряжений поверяемой меры напряжения. Если у вольтметра нет достаточной чувствительности, можно использовать вольтметр в сочетании с предварительным усилителем.

Поверка производится следующим образом. В положении 1 переключателя P_1 выходное напряжение U_{-1} меры МН фиксируется промежуточным компаратором. Затем промежуточный компаратор включается на выход индуктивного делителя напряжения ИДН — положение 2 переключателя P_1 .

На вход индуктивного делителя с выхода поверяемой меры напряжения, допускающего нагрузку 10 мА, подается напряжение $U_{-2} > U_{-1}$. При этом целесообразно устанавливать такие значения U_{-2} , при которых уже проведена поверка по преобразователям напряжения в соответствии с принципиальной схемой рис. 2. Подобный вариант возможен, если погрешность меры напряжения при напряжениях U_{-2} по крайней мере в три раза меньше ее погрешности при напряжениях U_{-1} . Если это условие не выполняется, напряжение можно измерить рассмотренными ранее методами с помощью преобразователя напряжения ПТЭК, подсоединения которого показаны на рис. 3.

После установления напряжения U_{-2} на входе индуктивного делителя коэффициент деления делителя регулируется до тех пор, пока показание промежуточного компаратора будет равным его показанию, которое было при подаче на вход компаратора напряжения U_{-1} . Тогда действительное значение напря-

жения $U_{-1} = U_{-2} \cdot K_d$, где $K_d \leq 1$ — коэффициент деления индуктивного делителя напряжения.

Погрешность метода поверки мер напряжения при напряжениях более 100 мВ определяется; погрешностью термоэлектрического преобразователя напряжения δ_T ; погрешностью измерений на постоянном токе δ_0 ; нечувствительностью и нестабильностью показаний потенциометра, применяемого для фиксирования т.э.д.с. преобразователя; нестабильностью источника напряжения постоянного тока; погрешностью преобразователя напряжения вследствие изменения окружающей температуры и т. д. [1].

Наиболее точные потенциометры и делители напряжения (Р332, Р342, Р313) в сочетании с мерами э.д.с. 1-го разряда могут обеспечить измерение напряжения с погрешностью δ_0 не более 0,002%. В качестве источника напряжения постоянного тока были использованы специально разработанные источники, а также калибратор напряжения типа 740 В, нестабильность напряжения которых за время измерения не более 1 мин составляла не более 0,001%. Порог чувствительности нулевых индикаторов в применяемых потенциометрах порядка 10^{-8} В. Поэтому погрешность вследствие нечувствительности $\delta_{ну}$ индикатора при т.э.д.с. термопреобразователя около 10 мВ приблизительно равна $0,5 \cdot 10^{-4}\%$.

Для исключения погрешности вследствие изменения температуры преобразователя напряжения помещались в пассивный термостат. В связи с этим незначительные изменения температуры за время измерения практически не оказывали влияния на результат измерения.

Погрешность термоэлектрического компарирующего преобразователя δ_T при звуковых частотах (до 20 кГц) определяется в основном погрешностью асимметрии термопреобразователя δ_a и погрешностью сравнения напряжения переменного тока с напряжением постоянного тока $\delta_{п}$, как ее принято называть погрешность перехода.

Применяемые в преобразователях напряжения лучшие многоэлементные термопреобразователи [1] имеют погрешность асимметрии не более 0,001—0,002%. Эту погрешность можно исключить путем измерений при двух полярностях напряжения на постоянном токе.

При таком значении погрешности асимметрии для используемого материала нагревателя (константан, манганин) погрешность перехода составляет 0,001% и меньше [4].

При использовании термоэлектрических преобразователей напряжения в широком диапазоне частот до 30 МГц появляется частотная погрешность δ_f , вызванная наличием реактивностей цепи нагревателя термопреобразователя и добавочного резистора, а также влиянием поверхностного эффекта [1—3].

Конструкция термопреобразователей, тип добавочных резисторов, размеры экрана выбраны таким образом, что в диапазоне

частот до 20 кГц частотная погрешность не превышает 0,001%. При частотах свыше 20 кГц до 30 МГц оценки погрешности разработанной образцовой аппаратуры [2] составляют 0,01—0,2% в зависимости от частоты и напряжения.

Для звукового диапазона частот на основании приведенных значений погрешностей можно определить неисключенную систематическую погрешность θ метода поверки мер напряжения в диапазоне напряжений более 100 мВ. При доверительной вероятности 0,99 эта погрешность при частотах до 20 кГц равна

$$\theta \approx 1,4 \sqrt{\delta_0^2 + \delta_n^2 + \delta_n^2 + \delta_f^2} \approx 0,004\%$$

Если выполнять измерения на постоянном токе при одной полярности напряжения, то следует учитывать погрешность асимметрии δ_a . Тогда $\theta = 0,005\%$.

Экспериментальные исследования термоэлектрических преобразователей напряжения подтверждают полученные результаты. Экспериментальная оценка погрешностей проводилась несколькими методами. Прежде всего, путем сличения между собой термоэлектрических преобразователей, имеющих существенно различные конструкции и нагреватели из разных материалов. Было проведено не менее десяти таких сличений, при этом выявлено, что разности показаний сличаемых преобразователей при компарировании напряжения переменного тока низкой частоты до 20 кГц с напряжением постоянного тока составляли не более 0,001—0,003%. Кроме того, проводились сличения с существенно независимыми методами — фотоэлектрическими мерами действуюющего значения напряжения разработки Томского политехнического института и электростатическим компаратором разработки Всесоюзного научно-исследовательского института электронизмерительных приборов (ВНИИЭП). При этих сличениях полученные разности показаний приборов также составляли несколько тысячных процента.

Для нескольких видов преобразователей были определены средние квадратические отклонения δ . Всего проводилось по 10—15 измерений. Среднее квадратическое отклонение результата измерения составляет 0,0005—0,005% во всем диапазоне частот от 20 Гц до 30 МГц.

При определении погрешности θ в диапазоне низких напряжений, меньших 100 мВ, в дополнение к перечисленным ранее, учитывается погрешность индуктивного делителя напряжения и нестабильность показаний промежуточного компаратора $\delta_{ин}$. Известные индуктивные делители имеют погрешность 0,001=1% в зависимости от требуемого значения коэффициента деления (например, при изменении K от 1 до 10^{-3}) при частотах до 20 кГц.

Используя промежуточный компаратор с порогом чувствительности порядка 1 мкВ, можно найти погрешность $\delta_{ин} = 0,001 = 1\%$ для выходных напряжений поверяемой меры напряжения

от 100 мВ до 100 мкВ. Неисключенная систематическая погрешность θ в этом случае составит 0,004—2%, что удовлетворяет требованиям поверки мер напряжения в указанном диапазоне напряжений.

Рассмотренные методы были использованы при поверке отечественных мер напряжения переменного тока (имеются в виду генераторы-калибраторы Томского политехнического института). Исследовались также калибраторы типа 745А и 746А фирмы «Хьюлетт-Паккард» и типа Г2021 фирмы «Сименс». Аттестация зарубежных приборов подтвердила фирменные данные.

В настоящее время на основе рассмотренных в статье методов ведется разработка комплектной аппаратуры для поверки подготавливаемых к серийному выпуску отечественных мер напряжения переменного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд-во стандартов, 1964, 200 с.
2. Акнаев Р. Ф., Рождественская Т. Б. Новая аппаратура для измерения действующего значения напряжения в широком диапазоне частот. «Измерительная техника», 1970, № 5, с. 55—59.
3. Акнаев Р. Ф., Рождественская Т. Б. Анализ погрешностей, вносимых термопреобразователями при компарировании напряжений постоянного и переменного токов. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 138 (148), «Энергия», 1972, с. 46—57.
4. Wilkins F. J., Deakon T. A., Becker R. S. Multijunction thermal converter an accurate d. c./a. c. transfer instrument. „Proc. IEE“, 1965, April, № 4, v. 112, pp. 794—805.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

МЕТОД ПОВЕРКИ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Различные области электроизмерительной техники испытывают большую потребность в автоматических быстродействующих приборах для измерения электрического напряжения — цифровых вольтметрах. Технические характеристики цифровых вольтметров переменного тока, выпускаемых отечественной промышленностью и разрабатываемых научно-исследовательскими организациями, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип вольтметра	Диапазон измерений, В	Диапазон частот, кГц	Погрешность, %
В7-8	10—300	0,02—20	0,3—5
ВК7-10А	10—1000	0,02—20	0,5—1
В7-11	3—300	0,04—20	0,5
В7-12	0,1—1000	0,05—50	0,5
Ф485*	0,1—1000	0,045—20	0,2
Ф486*	0,1—1000	0,045—20	0,3
Ф4851*	0,01—300	0,045—1000	0,1—0,2

* Вольтметр находится в стадии освоения.

В связи с широким распространением цифровых вольтметров актуально создание образцовой аппаратуры для их поверки. Поверка цифровых вольтметров постоянного тока осуществляется с помощью компенсаторов постоянного тока и делителей напряжения. Комплектная образцовая аппаратура, обеспечивающая поверку цифровых вольтметров переменного тока во всем диапа-

зоне напряжения и частот с требуемой точностью, в настоящее время отсутствует.

Согласно рекомендуемой поверочной схеме для стран — членов СЭВ (РС 2560—70), поверка вольтметров переменного тока может осуществляться тремя методами:

- 1) непосредственным сличением с образцовым вольтметром;
- 2) с помощью мер напряжения;
- 3) с помощью электрических компараторов напряжения.

Первый метод не применим для цифровых вольтметров переменного тока из-за отсутствия вольтметров, которые могли бы служить образцовыми. Метод поверки цифровых вольтметров с помощью многозначных мер напряжения переменного тока (калибраторов напряжения) является наиболее прогрессивным, так как обеспечивает наибольшую производительность и удобство в работе. Однако существующие калибраторы напряжения (см. табл. 2) не в полной мере отвечают требованиям образцовой

Таблица 2

Тип калибратора	Диапазон выходного напряжения	Диапазон частот	Погрешность установления выходного напряжения, %	Нестабильность, %	Коэффициент нелинейных искажений, %
ГК-4М	0,1—9В	20—20000 Гц	$\pm (0,03—0,05)$	$\pm 0,01$ за 3 мин	0,02—0,05
ГК-6	0,1 мВ—5В	1,5 Гц—30 МГц	$\pm (0,05—0,3)$	$\pm 0,01$ за 10 мин, $\pm 0,1$ за 1 ч	0,05—0,2
ГК-7	0,1 мВ—300В	15 Гц—1 МГц	$\pm (0,01—0,05)$	$\pm 0,005$ за 1 мин, $\pm 0,01$ за 10 мин	0,05—0,5
ГК-8	10 мВ—10В	20—200000 Гц	0,01	$\pm 0,015$ за 1 ч	0,02—0,3
ГК-10	0,1 мВ—300В	20—100000 Гц	$\pm (0,03—0,3)$	$\pm 0,01$ за 10 мин	0,03—0,1

Примечание. 1. Все калибраторы разработаны Томским политехническим институтом. 2. Для калибратора ГК-7 погрешность относится только к основному диапазону 10 В.

аппаратуры для поверки вольтметров (см. табл. 1). По тем же причинам комплекты установки с электрическими компараторами (табл. 3) не могут полностью обеспечить поверку данных приборов. В связи с этим необходима разработка метода и аппаратуры для поверки цифровых вольтметров переменного тока в диапазоне частот до 20 кГц при напряжениях 0,1—1000 В.

Установка основана на использовании термоэлектрического компаратора напряжения одновременного сравнения с применением индуктивного делителя напряжения.

Термоэлектрический компаратор напряжения использован как наиболее точное устройство для измерения напряжения [1]. Вместо ранее применявшихся компараторов разновременного

сравнения использование компаратора одновременного сравнения позволяет повысить точность измерения и быстродействие. Применение индуктивного делителя повышает точность измере-

Таблица 3

Тип установки	Диапазон измерения		Диапазон частот, кГц	Погрешность измерения, %
	тока, А	напряжения, В		
УВ-2	0,02—10	1—300	0,05—20	0,05—0,2
У1133	0,05—10	1—300	0,05—20	0,05—0,2
УПМА	$2 \cdot 10^{-5}$ —0,02	0,01—15	0,02—200	0,2—0,3
УВАФ-1	10^{-4} —25	0,1—450	0,04—20	0,02—0,04
У729	—	20—200	0,02—50	0,01
(с электростатическим компаратором)			50—100	0,02
			100—400	0,3

ний во всем диапазоне напряжений 0,1—1000 В и дает возможность получить необходимую дискретность изменения напряжений, поступающих на поверяемый вольтметр, а также повысить производительность поверки и выбрать такой режим работы компаратора, при котором создаются наиболее оптимальные условия работы термопреобразователей.

Были рассмотрены два возможных варианта построения принципиальной схемы установки. Первая (рис. 1) описана в ра-

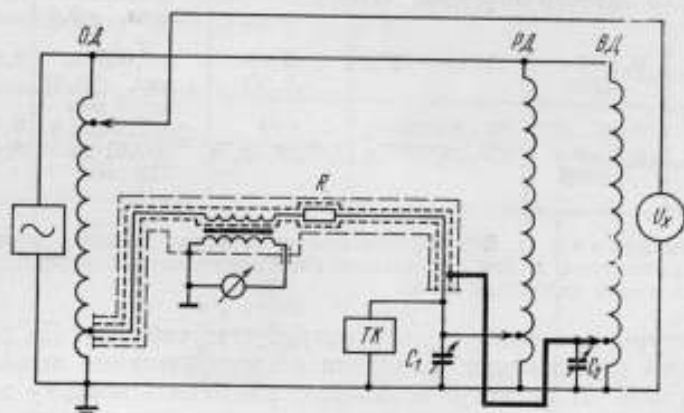


Рис. 1

боте [2]. Она требует, помимо образцового делителя *ОД*, применения еще одного делителя — разгрузочного *РД* для исключения погрешности вследствие шунтирования образцового делителя термопреобразователем. Использование данной схемы приводит к усложнению аппаратуры, так как необходима двойная экранировка для элементов, входящих в диагональ нулевого ин-

дикатора, а также третий делитель $ВД$ — для осуществления эквипотенциальной защиты этих элементов. В данной схеме термопреобразователь T_1 компаратора TK шунтирует образцовый индуктивный делитель $ОД$. Поэтому была предложена более простая схема (рис. 2, а, б) без использования разгрузочного делителя, что повышает ее быстродействие. Погрешность вследствие шунтирования делителя преобразователем может быть устранена применением специально разработанных термопреобразователей с меньшим током потребления и применением дополнительных витков, наложенных на низших декадах делителя.

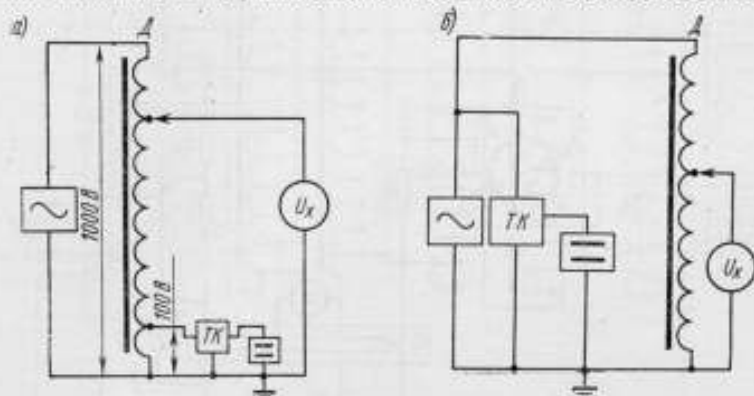


Рис. 2

Работа на установке осуществляется следующим образом. Сначала устанавливается идентичность цепей термопреобразователей T_1 и T_2 , которые включаются на напряжение источника постоянного тока (положение «калибровка» переключателя $П$, рис. 3). Напряжение источника постоянного тока выбирается равным 1,10 или 100 В в зависимости от предела поверяемого цифрового вольтметра. С помощью магазинов сопротивления R_1 и R_2 регулируется ток в нагревателе термопреобразователя T_2 до тех пор, пока разность т.э.д.с. встречно включенных термопар не станет равной нулю. Равенство т.э.д.с. фиксируется с помощью гальванометра G . Затем цепь термопреобразователя T_1 переключается на напряжение переменного тока (положение «измерение» переключателя $П$) к выходу первой ступени первой декады индуктивного делителя $Д$ при поверке цифровых вольтметров в пределах измерения 100—1000 В (см. рис. 2, а) и непосредственно на выход источника переменного тока в пределах измерения 0,1—100 В (рис. 2, б).

После этого регулировкой напряжения переменного тока вновь достигается нулевое показание гальванометра G . При этом устанавливается равенство напряжений переменного тока, подведенных к компаратору. Изменением коэффициента деле-

ния K индуктивного делителя устанавливается требуемое показание цифрового вольтметра.

Таким образом, с помощью термоэлектрического компаратора и индуктивного делителя осуществляется передача напряжения U_0 , точно установленного на постоянном токе, цифровому вольтметру переменного тока.

Действительное значение напряжения, подаваемого на цифровой вольтметр $U_x = 10 U_0 \cdot k$ (рис. 2, а); $U_x = U_0 \cdot k$ (рис. 2, б), где U_0 — напряжение источника постоянного тока; k — коэффициент деления индуктивного делителя.

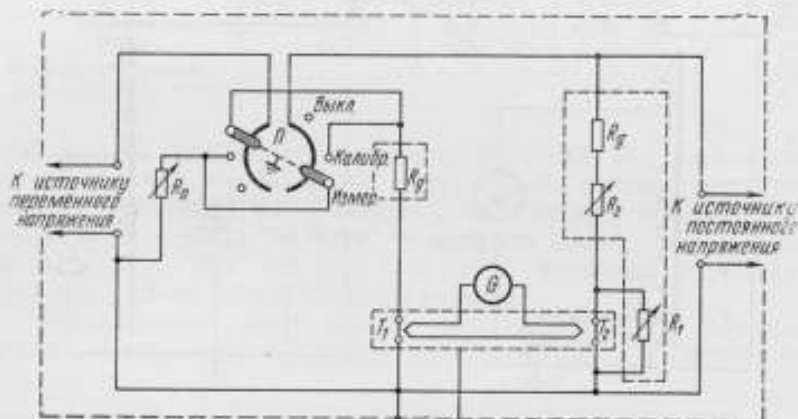


Рис. 3

Рассмотрим основные элементы аппаратуры [3]. В установку входят два индуктивных делителя: первый — на диапазон частот от 40 Гц до 1 кГц с максимальным входным напряжением 100 В и второй — на диапазон частот 1–20 кГц с максимальным входным напряжением 1000 В.

Принципиальная схема низкочастотного и среднечастотного индуктивного делителя напряжения одинакова и показана на рис. 4. Делитель состоит из семи каскадов $K_1 \div K_7$, включенных параллельно друг другу. Первый каскад K_1 на двух тороидальных магнитных сердечниках с обмотками L_1 и L_2 , соединенными последовательно. Эти обмотки выполнены из проводов, скрученных между собой в общий жгут. Благодаря разделению обмотки каскада на две половины L_1 и L_2 в два раза уменьшается длина жгута, что облегчает процесс изготовления делителя и уменьшает погрешность делителя от паразитных утечек между проводами.

С целью уменьшения погрешности делителя от неравенства магнитных характеристик сердечников на них имеются дополнительные обмотки l_1 и l_2 , включенные встречно. По дополнительным обмоткам протекает уравнивающий ток, пропорциональный

неравенству магнитных характеристик сердечников и приводящий к выравниванию напряжений на обмотках L_1 и L_2 .

Основные погрешности делителя определяются неравенством магнитных характеристик сердечников и шунтированием делителя поверяемым вольтметром.

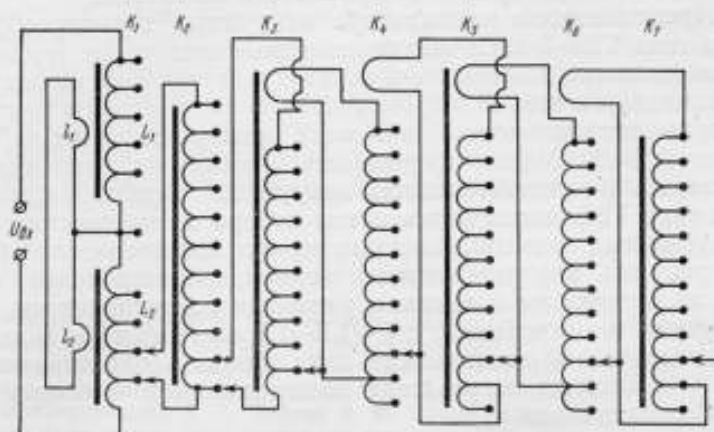


Рис. 4

Погрешность делителя вследствие неравенства магнитных характеристик сердечников и активных потерь в них

$$\gamma_{\mu} \approx \frac{r}{\omega L} \cdot \frac{\Delta\mu}{\mu}; \quad (1)$$

$$\gamma_R \approx \frac{r}{\omega L} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\Delta R}{R}, \quad (2)$$

где μ , $\Delta\mu$ — средняя магнитная проницаемость сердечников и отклонение магнитной проницаемости сердечника от этого значения; R , ΔR — среднее активное сопротивление, вносимое в обмотки катушек вследствие активных потерь в сердечниках, и отклонение активного сопротивления катушек от этого значения; L — средняя индуктивность дополнительных обмоток катушек; r — активное сопротивление провода дополнительных обмоток; Q — добротность обмоток.

Как видно из формул (1) и (2), для уменьшения погрешностей делителей необходимо подбирать сердечники с идентичными характеристиками, что осуществлено при изготовлении данного делителя. Погрешность делителей δ_1 не превышает $\pm(0,005-0,02)\%$.

Принципиальная схема дифференциального термоэлектрического компаратора показана на рис. 3. Применение дифференциального термоэлектрического компаратора (одновременного сравнения) позволяет повысить точность измерения, так как при

идентичности цепей термопреобразователей и их характеристик изменение внешних условий, в частности изменение температуры, и другие влияния в меньшей степени сказываются на точности измерения. Время сравнения постоянного тока с переменным в этом случае значительно меньше, чем при использовании известных компараторов разновременного сравнения.

Применяемые в компараторе вакуумные термопреобразователи типа ТВБ-3 либо многоэлементные воздушные термопреобразователи при номинальном токе нагревателя 5 мА имеют т.э.д.с. на выходе не менее 10 мВ. Погрешность асимметрии и кратковременная нестабильность (за 5 мин) преобразователей не превышают 0,001%. Малая погрешность асимметрии, высокая стабильность и чувствительность вакуумных термопреобразователей типа ТВБ достигаются путем отбора их из партии серийно выпускаемых промышленностью термопреобразователей (0,5%). Нагреватель многоэлементных термопреобразователей выполнен из материалов с высоким удельным сопротивлением (типа терминал или хрвангал с $\rho = 1,3 - 1,8 \text{ ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$) в виде двух последовательно соединенных лент, каждая сопротивлением до 100 Ом. Выводы нагревателя подсоединены к массивным медным токоподводам.

Термопара изготовлена в виде термобатарей из 40 последовательно соединенных термопар хромель-копель. Для создания благоприятных условий теплоотдачи от нагревателя к термопарам термобатарея расположена между двумя лентами нагревателя. Нагреватель и термопары смонтированы в массивном медном корпусе, обеспечивающем стабилизацию теплового режима термопреобразователя. Погрешность δ_2 сравнения напряжений постоянного и переменного тока с помощью данного термоэлектрического компаратора не превышает $\pm 0,001\%$.

Погрешность компаратора определяется на основании многократных измерений напряжения на выходе высокостабильного источника; нестабильность напряжения за время измерений не превышала 0,0005%. Исходное значение напряжения источника на каждой частоте установлено с помощью образцового термоэлектрического преобразователя напряжения, частотная погрешность которого в указанном диапазоне частот менее 0,0005%.

Источник напряжения переменного тока, используемый в установке, состоит из стабилизированного RC-генератора и усилителя мощности. Нестабильность выходного напряжения источника δ_3 за время измерения не более $\pm 0,005\%$.

Нестабильность выходного напряжения источника напряжения постоянного тока δ_4 за время измерения составляет не более 0,001%. Для установления требуемых значений напряжения постоянного тока применяется потенциометр постоянного тока с погрешностью $\delta_5 = 0,001\%$, нормальный элемент с годовой нестабильностью $\delta_6 = 0,001\%$ и делитель напряжения с погрешностью $\delta_7 = \pm 0,001\%$.

Считая погрешности элементов установки некоррелированными и равновероятными, определим доверительную погрешность установки в целом (при доверительной вероятности 0,99)

$$\delta = 1,4 \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2 + \delta_5^2 + \delta_6^2 + \delta_7^2} = (0,01 \div 0,02)\%$$

Таким образом, разработанный метод поверки цифровых вольтметров переменного тока в диапазоне частот от 40 Гц до 20 кГц при напряжениях 0,1—1000 В имеет погрешность не более $\pm 0,02\%$, что вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым к поверке выпускаемых приборов. Этот метод может быть использован для поверки цифровых вольтметров в более широком диапазоне частот (до 1 мГц) при ожидаемой погрешности (0,05—0,1) %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Стандартгиз, 1964.
2. Cimilla Charles, O'Zearry Denis Calibration of DC and AC Digital Voltmeters. (IRE Internat. Convent. Rec.", 1962, 10, № 9, p. 161—172.
3. Рождественская Т. Б., Байков В. М. Новые виды трансформаторных делителей напряжения. «Измерительная техника», 1972, № 1, с. 59—61.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

ОБРАЗЦОВЫЙ ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Одним из основных параметров сигнала образцового генератора для поверки статистических анализаторов (СА) является погрешность воспроизведения его характеристик. С этой точки зрения оптимальным представляется так называемый псевдослучайный сигнал, удачно совмещающий в себе свойства случайного сигнала (спектр, близкий к сплошному) и детерминированного (хорошая воспроизводимость).

Псевдослучайный сигнал может быть получен как отрезок реализации случайного сигнала, записанный на магнитный носитель и многократно воспроизводимый. Погрешность воспроизведения характеристик сигнала, составляющая, как правило, единицы процента, возрастает при снижении скорости движения носителя. Для изменения ширины спектра требуется или новая запись, или переключение скорости. Построение многоскоростного магнитофона с удовлетворительной погрешностью воспроизведения весьма сложно.

Псевдослучайный сигнал может быть получен при помощи оптико-механического преобразователя путем модуляции светового потока маской, на которую нанесен зачерненный контур желаемого сигнала [2]. Здесь также важна стабильность скорости перемещения маски на инфранизких частотах. Конструкция генератора на основе этого преобразователя компактнее магнитофона, хранение масок проще хранения кассет. Кроме того, несложно генерировать сигналы любой наперед заданной формы. При этом можно сделать два идентичных канала со сдвигом во времени сигнала одного канала относительно другого.

Псевдослучайный сигнал может быть получен при помощи сдвигающего регистра, охваченного обратной связью через сумматор по модулю два. Подобные генераторы используются как источники испытательных сигналов при проверке работоспособности аппаратуры [3]. Сигнал, снимаемый с выхода любой ступени, преобразуется в двухполярный. Он похож на обобщенный телеграфный сигнал и имитирует рабочий сигнал проверяемой системы. Распределение его ординат «бинарное», и поэтому он неудобен для исследования СА, рабочие сигналы которых обладают распределениями, плавно изменяющимися в некотором диапазоне значений.

Во ВНИИМ разработан генератор на основе регистра сдвига, охваченного обратной связью, позволяющий формировать сигналы с распределением, близким к нормальному и с желаемыми видами спектра, которым соответствуют корреляционные функции (КФ) видов

$$\text{КФ}_I \quad R(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha |\tau|},$$

$$\text{КФ}_{II} \quad R(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha |\tau|} \cos \omega_0 \tau;$$

$$\text{КФ}_{III} \quad R(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha^2 \tau^2}.$$

Генератор имеет два идентичных канала, сигналы которых могут быть сдвинуты во времени друг относительно друга. При этом сдвиг во времени, по желанию оператора, изменяется автоматически в широких пределах.

При замыкании выхода регистра сдвига со входом через сумматор по модулю два, последовательность импульсов на выходе каждой ступени может представлять собой так называемую M-последовательность — последовательность максимальной длины [4]. Ее период $L = 2^n - 1$, где n — число ступеней регистра сдвига. Период содержит все возможные комбинации единиц и нулей для данного n за исключением комбинации, состоящей из одних нулей.

Спектральная плотность мощности этого сигнала

$$G(\omega) = \frac{2(L+1)}{L^2} \left(\frac{\sin \frac{\omega \tau_T}{2}}{\frac{\omega \tau_T}{2}} \right)^2 \sum_{p=1}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi p}{L \tau_T} \right) + \frac{1}{L^2} \delta(\omega), \quad (1)$$

где τ_T — период следования тактовых импульсов; ω — аргумент спектральной плотности мощности.

При формировании аналогового сигнала с заданным видом спектра реализуются соотношения

$$G(\omega)_{\text{вых}} = |\Phi(j\omega)|^2 \cdot G(\omega)_{\text{вх}}; \quad (2)$$

$$Y(t) = \int_0^{\infty} X(t-\tau) h(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где $G(\omega)$, $G(\omega)_{\text{вых}}$ — спектральные плотности мощности сигнала на входе и выходе линейной формирующей системы соответственно; $|\Phi(j\omega)|$ — модуль частотной характеристики системы; $h(t)$ — импульсная переходная характеристика системы; τ — аргумент свертки входного воздействия и $h(t)$; $X(t)$, $Y(t)$ — входной и выходной сигналы соответственно.

Эти выражения характеризуют частотные и временные свойства системы. Взятые в качестве алгоритмов построения они приводят к различным техническим решениям. Для реализации выражения (2) удобно использовать активные формирующие фильтры, передаточная функция которых соответствует требуемой частотной характеристике линейной системы, устанавливаемой на выходе сдвигающего регистра. При использовании выражения (3) сигналы с выходов всех ступеней регистра параллельным кодом подаются на входы устройства, производящего их суммирование с учетом «весов» сигналов, определяемых видом $h(t)$ выбранной линейной системы. И в том, и в другом случае погрешности формирования и воспроизведения характеристик моделируемого сигнала могут быть получены примерно одинаковыми. Однако получение некоторых видов спектра при одной и той же погрешности формирования во втором случае значительно проще, например, для спектров вида

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha^2}}; \quad G(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{\Delta\omega}; & |\omega| \leq \Delta\omega \\ 0; & |\omega| > \Delta\omega \end{cases}$$

при $\omega_0 = 0$.

Изменение полосы формируемого сигнала в данном случае сводится к изменению частоты тактовых импульсов, т. е. достигается простыми техническими средствами в широких пределах.

Для контроля границ полосы достаточно измерить частоту следования тактовых импульсов. В первом случае установка требуемой полосы часто производится изменением постоянных времени звеньев фильтров. При этом трудно регулировать полосу в широких пределах (особенно плавно), а точный контроль границ полосы затруднителен. Удобство управления и контроля параметров, простота аппаратной реализации практически любых ви-

дов спектра позволяет отдать предпочтение аппаратуре, реализующей выражение (3).

Замена интеграла в выражении (3) суммой дает

$$Y(t) = \sum_{i=0}^m h(i\Delta t) X(t - i\Delta t), \quad (4)$$

где m — число суммируемых значений сигнала; Δt — интервал запаздывания между соседними значениями, в данном случае равный периоду следования тактовых импульсов. Соответственно двум положениям триггеров регистра сдвига $X(t - i\Delta t)$ принимает значения $\pm U$. При этом из-за отсутствия комбинации, состоящей из одних «нулей», на выходе получается сигнал с незначительным отклонением среднего от нуля.

Для вычисления коэффициентов $h(i\Delta t)$ надо знать $G(\omega)_{\text{вых}}$, $G(\omega)_{\text{вх}}$ и соотношение между частотой тактовых импульсов f_T и верхней граничной частотой формируемого спектра f_n (f_n предполагается равным нулю). Расчеты производятся по формулам:

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} U(\omega) \cos \omega t d\omega;$$

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} V(\omega) \sin \omega t d\omega,$$

где $U(\omega)$ и $V(\omega)$ — соответственно вещественная и мнимая составляющие частотной характеристики $\Phi(j\omega)$. Вид частотной характеристики формирующей системы подбирается таким образом, чтобы выполнялось соотношение (2). Наиболее простая зависимость между заданной $G(\omega)_{\text{вых}}$ и $|\Phi(j\omega)|$ получается при условии: $G(\omega)_{\text{вх}} = G(0) = \text{const}$ в формируемой полосе частот. Для $G(\omega)_{\text{вх}}$ исходного сигнала [см. выражение (1)] при отношении $f_n/f_T = 0,1$ принятое условие соблюдается с погрешностью $\leq 3,2\%$ для частот меньше или равных f_n . Уменьшение f_n/f_T уменьшает погрешность формирования заданного вида $G(\omega)$, связанную с несоблюдением (2), с интерполяцией кривой $h(t)$, способствует нормализации процесса на выходе. Увеличение f_n/f_T позволяет использовать большую долю мощности исходного сигнала и найти более простое и надежное аппаратное решение. Отношение частот, кратное 10, удобно при выборе характеристик сигнала образцового генератора.

Для выбранных спектров получены следующие виды импульсных переходных характеристик:

для КФ_I

$$h(t) = \sigma \sqrt{\frac{2\alpha}{\pi G(0)}} \cdot e^{-\alpha t};$$

для КФ_{II}

$$h(t) = 2\sigma \sqrt{\frac{\alpha}{\pi G(0)}} e^{-\alpha t} \left[\cos \omega_0 t - \frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 + \omega_0^2}}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right];$$

для КФ_{III}

$$h(t) = 2\sigma \sqrt{\frac{\alpha}{\pi \sqrt{\pi G(0)}}} \cdot e^{-2\alpha^2 t^2}.$$

Параметры α и ω_0 являются функциями f_n и определяются из ус-

ловия $0,95 \int_0^{\infty} G(\omega)_{\text{вых}} \cdot d\omega = \int_0^{\omega_n} G(\omega)_{\text{вых}} d\omega$. Для формируе-

мых видов спектра эти зависимости таковы: для КФ_I $\alpha = 0,08 \omega_n$; для КФ_{II} $\omega_n = 6,3\alpha + \sqrt{41\alpha^2 + \omega_0^2}$; для КФ_{III} $\alpha = 0,36 \omega_n$.

Для КФ_{II} приняты $\alpha/\omega_0 = 0,5$. Для каждой из трех $h(t)$ вычисляются m значений с интервалом Δt . В зависимости от допускаемой погрешности формирования сигнала $m \geq n$. При выбранном m погрешность формирования выходного сигнала зависит от вида формируемого спектра. В разработанном генераторе $n = 20$, $m = 35$. Минимальный «вес» исходного сигнала, участвующего в формировании выходного сигнала в каждый момент времени, составляет для КФ_I $0,2h(t=0)$; для КФ_{II} $0,28h(t=0)$; для КФ_{III} $< 10^{-6}h(t=0)$. Вычисление наибольшей погрешности при кусочно-линейной интерполяции $h(t)$ производится по формуле [5]

$$\Delta_{\text{max}} = \left| \frac{h''(t)}{h(t)} \right|_{\text{max}} \cdot \frac{\Delta t^2}{8} \cdot 100\%$$

и дает: для КФ_I $\Delta_{\text{max}} \approx 0,02\%$; для КФ_{II} $\Delta_{\text{max}} \approx 0,08\%$; для КФ_{III} $\Delta_{\text{max}} \approx 2,6\%$.

Суммирование, необходимое для реализации выражения (4), производится на операционном усилителе, работающем в режиме масштабного преобразования. Значения сопротивлений, на кото-

рых происходит «взвешивание» сигналов, выбираются согласно отношению $\frac{R_1}{R_2} = \frac{h(k \Delta t)}{h(l \Delta t)}$. «Взвешивание» со знаком «минус» производится инвертированием сигнала перед подачей его на соответствующий резистор. Структурная схема разработанного генератора представлена на рис. 1.

Количество сумматоров по модулю два (C_2) и их соединение со ступенями регистра сдвига определяется по таблицам неприводимых многочленов [6]. Последовательность прямоугольных импульсов, получаемая при подаче на один вход C_2 сигнала с 20-й ступени, а на другой вход сигнала с 17-й или с 3-й ступени, есть M -последовательность с периодом $L = 2^{20} - 1 = 1\,048\,575$, наибольшим для разработанного генератора.

Устройство управления 3 (см. рис. 1) содержит схемы запуска и сброса, выдает частоты 250, 200, 125 и 100 кГц, стабилизированные кварцем, имеет формирователь тактовых импульсов для работы от внешнего генератора синусоидальных напряжений (например, ГЗ-49) до частоты 100 кГц.

Постоянные времени T_{ϕ} сглаживающих фильтров 8, 9 выбираются из условия (3) $T_{\phi} = \Delta t$ и меняются синхронно с Δt .

Устройство автоматического изменения запаздывания 10 позволяет сдвигать сигналы одного канала относительно другого на любое число тактов в пределах периода. При этом интервал запаздывания (число тактов) устанавливается предварительно.

В разработанном генераторе предусмотрены следующие режимы работы: синхронный — выдача двух синхронных во времени сигналов; с запаздыванием выставляемыми вручную и автоматически. В первых двух режимах может быть выбран сигнал однократный или периодический. При однократном сигнале по истечении периода дается автоматический сброс.

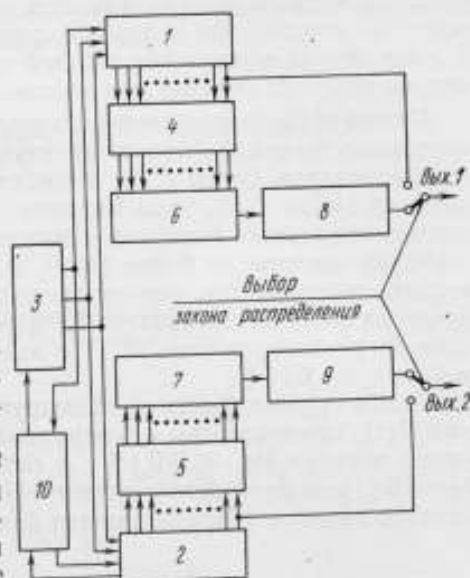


Рис. 1. Структурная схема генератора псевдослучайных сигналов:

1, 2 — сдвигающие регистры, охваченные обратной связью через сумматор по модулю два (C_2); 3 — устройство управления; 4, 5 — формирователи двуполярных импульсов; 6, 7 — схемы суммирования значений сигнала (цифроаналоговый преобразователь или цифровой фильтр); 8, 9 — сглаживающие фильтры; 10 — устройство автоматического изменения запаздывания

Узлы 6, 7 сделаны сменными. Каждый канал снабжен тремя такими узлами по числу формируемых видов спектра.

В приборе имеется цифровая индикация для счета сдвигов (интервалов запаздывания) в режиме автоматического изменения времени запаздывания.

Для удобства работы с коррелометрами, имеющими автоматическое изменение запаздывания, предусмотрена возможность «сброса» и «запуска» внешним синхронизирующим импульсом. В этом случае вычисление каждой точки $R(\tau)$ происходит по одному и тому же отрезку реализации псевдослучайного сигнала.

Источниками погрешности воспроизведения характеристик генерируемого сигнала являются: колебания значений сопротивлений резисторов (узлы 6, 7); колебания напряжений источников питания (узлы 4, 5); уход частоты тактовых импульсов. С помощью кварцевого генератора можно получить нестабильность тактовой частоты не более $10^{-4}\%$ и поэтому влиянием этого источника погрешности можно пренебречь. Нестабильность источников питания не превышает $0,1\%$. Суммирующие схемы составлены из резисторов типа МЛТ с подгонкой значений сопротивлений не хуже $0,05\%$.

Чтобы грубо оценить наибольшую погрешность воспроизведения $R(\tau)$, предположим одновременный уход напряжений источников питания на $\delta_n = 0,1\%$ и сопротивлений резисторов на $\delta_R = 0,5\%$ каждого в одну сторону. По одному периоду сформированного сигнала корреляционная функция

$$R^*(\tau) = R(\tau) (1 \pm \delta_{R(\tau)}) = \frac{1}{T} \int_0^T Y^*(t) Y^*(t - \tau) dt,$$

где $Y^*(t)$, $Y^*(t - \tau)$ — выходные сигналы в каждый момент времени с учетом принятых отклонений сопротивлений резисторов и напряжений, вычисляемые по формуле (4); $\delta_{R(\tau)}$ — относительная погрешность воспроизведения $R(\tau)$;

$$Y^*(t) = (1 \pm \delta_R) (1 \pm \delta_n) \sum_{i=0}^m h(i \Delta t) X(t - i \Delta t).$$

Тогда

$$R^*(\tau) = (1 \pm \delta_R)^2 \cdot (1 \pm \delta_n)^2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=0}^m h(i \Delta t) X(t - \tau - i \Delta t) dt$$

$$\text{и } 1 \pm \delta_{R(\tau)} = (1 \pm \delta_R)^2 (1 \pm \delta_n)^2; \delta_{R(\tau)} = \pm 1,2\%$$

Построение гистограмм законов распределения моделируемых сигналов, проведенное на ЭВМ, показало, что наибольшее отклонение от нормального закона может быть получено не более 5%.

Генератор может быть использован при проверке разных типов СА. При этом специфические требования к характеристикам сигнала, предъявляемые конкретным типом анализатора, учитываются путем подбора вида и границ спектра, пиковых значений сигнала, закона распределения его ординат.

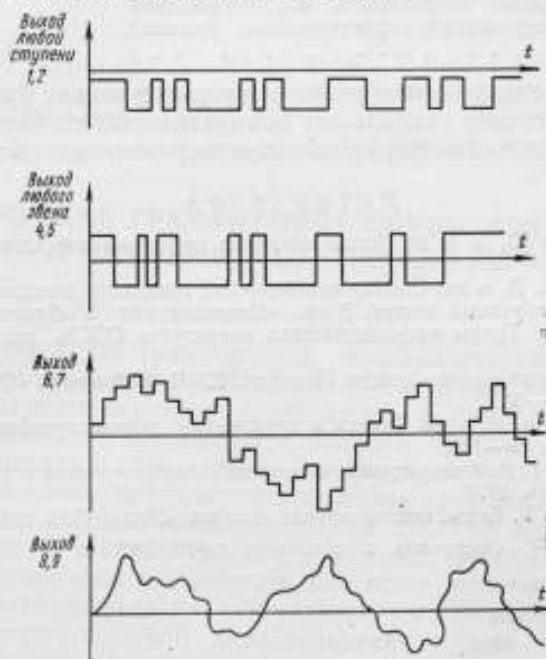


Рис. 2. Формы сигнала на выходе узлов

Кроме двух моделируемых законов распределения, можно также формировать иные законы при помощи специальной приставки к генератору. При проверке анализаторов математического ожидания, при помощи этой приставки, генерируемый сигнал смешивается с меняющимся по известному закону напряжением. На рис. 2 показаны формы сигнала на выходах отдельных узлов генератора.

Выводы

Разработанное образцовое двухканальное устройство, генерирующее псевдослучайные сигналы, с автоматическим изменением запаздывания в одном канале относительно другого имеет следующие характеристики:

Формируемые корреляционные функции:

$$R(\tau) = \sigma^2 e^{-a|\tau|}$$

$$R(\tau) = \sigma^2 e^{-a|\tau|} \cos \omega_0 \tau$$

$$R(\tau) = \sigma^2 e^{-a^2 \tau^2}$$

Наибольшее отклонение распределения сформированного сигнала от нормального, %	< 5
Полоса частот, кГц	< 25
Пиковые значения сигнала, В	± 2
Наибольшая погрешность воспроизведения сформированных корреляционных функций, %	< 1,5

Помимо основного назначения, генератор может быть использован как источник стабильных испытательных сигналов при исследовании любых информационно-измерительных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Грибанов Ю. И. и др. Автоматические цифровые корреляторы. «Энергия», 1971.
2. Колтик Е. Д. и др. Оптико-механический генератор детерминированных сигналов инфразвуковых частот. В сб.: «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), 1968, с. 50—54.
3. Современная радиолокация. Под ред. Ю. Б. Кобзарева. «Советское радио», 1969, с. 31—35.
4. Алексеев А. И. и др. Теория и применение псевдослучайных сигналов. «Наука», 1969, с. 85—112.
5. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. «Энергия», 1972.
6. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки. «Мир», 1964, с. 189—191.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

СТАТИЧЕСКАЯ ГРАДУИРОВКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНЫХ ПОМЕХ

Под статической градуировкой преобразователя понимают определение градуировочной характеристики при постоянных во времени входных сигналах, задаваемых с известной погрешностью. Однако на практике эти сигналы, помимо постоянной, могут содержать и переменную во времени составляющую — помеху, обусловленную как несовершенством средства градуировки, так и неидеальностью внешних условий. Наличие переменной составляющей во входном сигнале усложняет процесс градуировки, так как неизбежно вызывает появление переменной составляющей в выходном сигнале. В этом случае для определения статической градуировочной характеристики можно сопоставлять постоянные составляющие входных и выходных сигналов. При этом, однако, в общем случае появляется систематическая погрешность градуировки, так как в преобразователе переменная составляющая входного сигнала может отдетектироваться в паразитную постоянную составляющую выходного.

Оценим погрешность статической градуировки преобразователей, обусловленную аддитивной помехой (детерминированной или случайной) во входном сигнале. Так как градуировка обычно проводится в лабораторных условиях, помехи можно считать стационарными, по крайней мере на отрезке времени снятия одной точки градуировочной характеристики.

Рассмотрим наиболее распространенную модель преобразователя, описываемую дифференциальным уравнением порядка n с линейной динамической и нелинейной статической частями

$$c_n \frac{d^{(n)} y(t)}{dt^n} + c_{n-1} \frac{d^{(n-1)} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + c_1 \frac{dy(t)}{dt} + f(y) = x_0 + \Delta x(t), \quad (1)$$

где x_0 — задаваемый сигнал; $\Delta x(t)$ — помеха ($\overline{\Delta x} = 0$)*; $y(t)$ — выходной сигнал; $c_1 \dots c_n$ — постоянные коэффициенты; $f(y)$ — нелинейная дифференцируемая функция, характеризующая статические свойства преобразователя.

При отсутствии помехи вместо (1) имеет место соотношение

$$f(y_0) = x_0, \quad (2)$$

и искомая статическая градуировочная характеристика может быть определена как

$$y_0 = F(x_0), \quad (3)$$

где y_0 — постоянный выходной сигнал, соответствующий x_0 ; $F = f^{-1}$ — функция, обратная f .

При наличии помех, т. е. для случая, описываемого уравнением (1), выходной сигнал $y(t)$ можно представить суммой постоянной \bar{y} и переменной $\Delta y(t)$ составляющих

$$y(t) = \bar{y} + \Delta y(t), \quad \overline{\Delta y(t)} = 0. \quad (4)$$

Осредним обе части (1) по времени и, используя

$$c_i \frac{d^i \overline{y(t)}}{dt^i} = 0 \text{ при } i = 1, 2, \dots, n,$$

получим

$$f(\overline{y + \Delta y}) = x_0. \quad (5)$$

Обычно при анализе прохождения сигналов через безынерционные звенья ограничиваются линеаризацией относительно переменной составляющей путем разложения функции в ряд Тейлора, либо эквивалентной линеаризацией (гармонической, статистической или совместной) [1—3]. В первом случае пренебрегают нелинейными членами ряда Тейлора, во втором — не учитывают отклонение формы сигналов от используемых при линеаризации. Если же при разложении функции, характеризующей статические свойства преобразователя, оставить несколько нелинейных относительно переменной составляющей членов, то с некоторой погрешностью можно отвлечься от формы переменной составляющей.

Используя малость Δy , разложим $f(\overline{y + \Delta y})$ в ряд Тейлора в окрестности \bar{y} , ограничиваясь членами, включая третий порядок малости

$$\begin{aligned} \overline{f(y + \Delta y)} &\approx \overline{f(\bar{y})} + \overline{\Delta y f'(\bar{y})} + \\ &+ \frac{1}{2} \overline{(\Delta y)^2 f''(\bar{y})} + \frac{1}{6} \overline{(\Delta y)^3 f'''(\bar{y})} = x_0 \end{aligned} \quad (6)$$

* Черта сверху означает осреднение по времени.

Или, что очевидно

$$f(\bar{y}) + \frac{1}{2} (\Delta y)^2 f''(\bar{y}) + \frac{1}{6} (\Delta y)^3 f'''(\bar{y}) = x_0. \quad (17)$$

Перенесем осредненные нелинейные члены в правую часть и возьмем от обеих частей функцию F

$$F[f(\bar{y})] = F\left[x_0 - \frac{1}{2} (\Delta y)^2 f''(\bar{y}) - \frac{1}{6} (\Delta y)^3 f'''(\bar{y})\right]. \quad (8)$$

Разложим теперь правую часть (8) в ряд Тейлора в окрестности x_0 , ограничиваясь членами не выше третьего порядка малости

$$F[f(\bar{y})] \approx F(x_0) - \left[\frac{1}{2} (\Delta y)^2 f''(\bar{y}) + \frac{1}{6} (\Delta y)^3 f'''(\bar{y}) \right] F'(x_0). \quad (9)$$

Используя очевидное $F[f(\bar{y})] = \bar{y}$ и правило дифференцирования обратной функции

$$f' = -\frac{F''}{(F')^2}; \quad f''' = \frac{3(F'')^2 - F' F'''}{(F')^3}, \quad (10)$$

вместо (9) получим

$$\bar{y} = F(x_0) + \frac{1}{2} (\Delta y)^2 \frac{F''(x_0)}{[F'(x_0)]^2} - \frac{1}{6} (\Delta y)^3 \frac{3[F''(x_0)]^2 - F'(x_0) F'''(x_0)}{[F'(x_0)]^3}. \quad (11)$$

Выражение (11) представляет собой приближенную связь постоянной составляющей выходного сигнала, доступных для изменения осредненных параметров переменной составляющей выходного сигнала и искомой градуировочной характеристики преобразователя и ее производных. Если представить $\bar{y} = y_0 + \delta y_0$, где $\delta y_0 = \delta y_1 + \delta y_2$ — систематическая погрешность выходного сигнала, то с учетом (3) для δy_1 и δy_2 из (11) будем иметь

$$\begin{aligned} \delta y_1 &= \frac{1}{2} (\Delta y)^2 \frac{F''(x_0)}{[F'(x_0)]^2}; \\ \delta y_2 &= -\frac{1}{6} (\Delta y)^3 \frac{3[F''(x_0)]^2 - F'(x_0) F'''(x_0)}{[F'(x_0)]^3}. \end{aligned} \quad (12)$$

Так как $\delta y_1 \gg \delta y_2$, систематическая погрешность определяется, главным образом, членом δy_1 , зависящим как от среднего квадрата переменной составляющей выходного сигнала, так и от вида функции F , описывающей градуировочную характеристику преобразователя. Очевидно, для линейной функции F систематическая погрешность обращается в нуль.

Полученные результаты можно использовать следующим образом. Если определять градуировочную характеристику из соотношения $y = F(x_0)$, то δy_1 из (12) может служить оценкой погрешности, для чего необходимо измерять $(\Delta y)^2$. Если же $(\Delta y)^2$ изме-

руется достаточно точно, то δy_1 можно использовать в качестве поправки, и градуировочную характеристику определять из соотношения

$$\bar{y} = F(x_0) + \delta y_1 = F(x_0) + \frac{1}{2} \frac{(\Delta y)^2}{F'(x_0)^2} F''(x_0). \quad (13)$$

Оценкой погрешности этого соотношения может служить член δy_2 из (12), в котором для усиления оценки вместо $(\Delta y)^3$ следует брать $[\Delta y^2]^{3/2}$. Процедура обработки результатов измерений может быть следующей. Сначала определяется градуировочная характеристика из соотношения $\bar{y} = F(x_0)$, т. е. без учета поправки δy_1 . Затем для каждого x_0 вычисляется поправка δy_1 , где используется приближенная градуировочная характеристика. Далее определяется характеристика уже с учетом поправки, затем уточняется поправка и так далее до окончания процесса итерации. После этого может быть вычислено δy_2 .

Пример. Пусть градуировочная характеристика преобразователя имеет вид $F = (x_0)^{1/3}$. Примем также, что $[(\Delta y^2)]^{1/2} = \varepsilon F = \varepsilon x_0^{1/3}$, ($\varepsilon \ll 1$).

Относительная погрешность градуировки без учета поправки может быть определена как

$$\lambda_1 = \frac{\delta y_1}{F} = \frac{1}{6} \varepsilon^2 x_0^{2/3} \cdot \frac{F''}{F(F')^2} = -\varepsilon^2.$$

То же, но с учетом поправки

$$\lambda_2 = \frac{\delta y_2}{F} = -\frac{1}{2} \varepsilon^3 x_0 \cdot \frac{3(F'')^2 - F'F'''}{F(F')^4} = -1/3 \varepsilon^3.$$

Следовательно, если $\varepsilon = 10^{-2}$, то $\lambda_1 = 10^{-4}$, $\lambda_2 = -1/3 \cdot 10^{-6}$, $\varepsilon = 10^{-3}$, то $\lambda_1 = 10^{-6}$, $\lambda_2 = -1/3 \cdot 10^{-9}$.

Как видно, учет систематической погрешности позволяет существенно повысить точность статической градуировки преобразователей при наличии помех.

Таким образом, более полное использование выходной информации преобразователя в процессе его градуировки позволяет оценивать систематическую погрешность градуировки и вносить, если это необходимо, соответствующие поправки.

В заключение следует отметить, что полученные результаты могут быть использованы для преобразователей с нелинейными динамическими частями, не обладающими детектирующими свойствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. Физматгиз, 1962.
2. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. «Наука», 1968.
3. Казаков И. Е. Статистические методы проектирования систем управления. «Машиностроение», 1969.

Поступила в редакцию 8/III 1973 г.

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ МИНИМАЛЬНО ВОЗМОЖНОЙ СКВАЖНОСТИ ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ ИМПУЛЬСОВ

Для увеличения объема информации, передаваемой в единицу времени информационно-измерительными системами с время-импульсной модуляцией, следует уменьшать значение минимальной скважности трансформируемых импульсов.

Для повышения точности определения минимальной скважности q_{\min} импульсов, проходящих через импульсный трансформатор, необходимо уточнить формулу q_{\min} . Если не учитывать нелинейные магнитные характеристики сердечника импульсного трансформатора [1], то зависимость q_{\min} от параметров передаваемого сигнала можно получить на основании анализа Я. С. Ицхоки [2].

Представим положительный выброс трансформируемого импульса как переходный процесс, затухающий по экспоненциальному закону. Условием окончания переходного процесса (рис. 1) считается [2]

$$u(t) \leq \delta \ll \Delta U_{\text{вых}}$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ — допустимое уменьшение амплитуды импульса на выходе ИТ. При этом площади, ограниченные импульсом и его выбросом, полагаются равновеликими, т. е. $S_1 = S_2$.

Используя обозначения, принятые в работе [2], для случая транс-

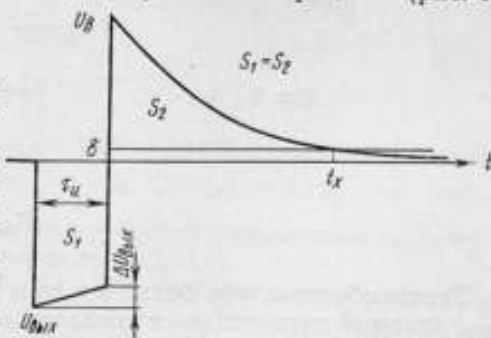


Рис. 1

формации одного импульса ($\Delta U_{\text{вмх}} = k\delta$, где k — коэффициент запаса), при трансформации пакета из n импульсов получим

$$\delta = \frac{\lambda U_{\text{вмх}}}{kn}, \quad (1)$$

где

$$\lambda = \frac{\Delta U_{\text{вмх}}}{U_{\text{вмх}}} = \frac{\tau_n}{T_n}; \quad (2)$$

$$T_n = \frac{L_p}{R_g}. \quad (3)$$

Здесь L_p — действующая в импульсном режиме индуктивность намагничивания ИТ; R_g — эквивалентное сопротивление ИТ при передаче вершины импульса; τ_n — длительность трансформируемого импульса. Используя известные зависимости [2], запишем

$$q_{\text{min}} = 1 + \frac{L_p}{\tau_n R_n} \cdot \ln kn \frac{R_n''}{R_g} = 1 + \frac{\ln \gamma m}{\lambda m}, \quad (4)$$

где $m = R_n''/R_g$, (5)

$$\gamma = kn; \quad (6)$$

R_n'' — эквивалентное активное сопротивление нагрузки ИТ после окончания действия входного импульса.

Значения L_p , L_p и C_0 , а также сопротивления R_n' и R_g определяются заданием величин τ_n , $\tau_{\text{ф}}$, $U_{\text{вмх}}$, n и λ . Поэтому q_{min} можно рассматривать как функцию R_n'' (или m). Из выражения (4) следует, что функция $q_{\text{min}} = f(m)$ имеет максимум (рис. 2) при

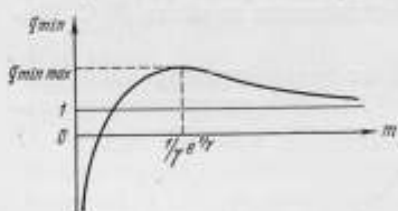


Рис. 2

$$m = \frac{1}{\gamma} e^{1/\gamma} \quad (7)$$

$$q_{\text{min max}} = 1 + \frac{1}{\gamma e^{1/\gamma}}.$$

Отсюда

$$q_{\text{min max}} < 2, kn < -\frac{1}{\ln \lambda};$$

$$q_{\text{min max}} = 2, kn = -\frac{1}{\ln \lambda};$$

$$q_{\text{min max}} > 2, kn > -\frac{1}{\ln \lambda}.$$

Таким образом, чем больше n , тем выше максимум функции q_{min} , который перемещается согласно выражению (7), по экспоненте (рис. 2). Снижение величины λ также вызывает рост максимума функции q_{min} . Наихудшим вариантом является случай,

когда $R_n'' = R_n \frac{e^{1/kn}}{kn}$. Представим теперь q_{\min} в функции от отношения $U_n/U_{\text{вых}}$.

Допустим, что $S_1 \approx \tau_n U_{\text{вых}}$

$$S_2 \approx \int_0^{\infty} u(t) \cdot dt \approx \int_0^t u(t) dt.$$

Полагая $u(t) = U_n e^{-t/T}$ и используя выражения (4)–(6), запишем

$$q_{\min} \approx 1 + \frac{1}{\frac{U_n}{U_{\text{вых}}} - \frac{\lambda}{kn}} \cdot \ln \frac{kn}{\lambda} \cdot \frac{U_n}{U_{\text{вых}}}. \quad (8)$$

Из уравнения (8) следует, что с увеличением напряжения выброса U_n величина q_{\min} уменьшается. Предельно допустимое значение U_n ограничено величиной обратного пробивного напряжения активного элемента трансформаторного каскада. Широко распространенное демпфирование импульсного трансформатора с помощью диодов значительно увеличивает значение q_{\min} . Например, сравним два случая: без демпфирования ($U_n = U_{\text{вых}}$) и с демпфированием ($knU_n = U_{\text{вых}}$). При $k=2$, $n=10$ и $\lambda=0,5$ соответственно получим $q_1 \approx 7$ и $q_2 \approx 60$. Таким образом, минимальная скважность q_{\min} увеличилась почти в девять раз.

Если выбросу амплитудой U_n придать прямоугольную форму, то минимальная пауза

$$t_{n \min} = \frac{S_1}{U_n} = \tau_n \frac{U_{\text{вых}}}{U_n},$$

или

$$t_{n \min} = \frac{S_2}{U_n} = T \left(1 - \frac{\lambda}{U_n} \right),$$

при этом

$$q_{\min} = 1 + \frac{U_{\text{вых}}}{U_n}.$$

В данном случае при $U_{\text{вых}} \approx U_n \gg \delta$ пауза между импульсами уменьшается примерно в $\ln \frac{kn}{\lambda}$ раз. Следовательно, чем больше n и меньше λ , тем эффективнее способ уменьшения q_{\min} путем формирования прямоугольного выброса.

На основании уравнений (1)–(6) запишем зависимость q_{\min} от m в таком виде (рис. 3):

$$q_{\min} = 1 + \frac{1}{\lambda m} - \frac{1}{\gamma \lambda m^2}.$$

Выражения для некоторых характерных точек функции:

$$q_{\min \max} = 1 + \frac{\gamma}{4\lambda}, \quad R_n'' = \frac{2R_s}{\gamma};$$

$$q_{\min} = 2, \quad R_n'' = R_s \left(\frac{1}{2\lambda} \pm \sqrt{\frac{1}{4\lambda^2} - \frac{1}{\gamma\lambda}} \right);$$

$$q_{\min} = 1, \quad R_n'' = R_s \left(-\frac{1}{2\lambda} \pm \sqrt{\frac{1}{4\lambda^2} + \frac{1}{\gamma\lambda}} \right).$$

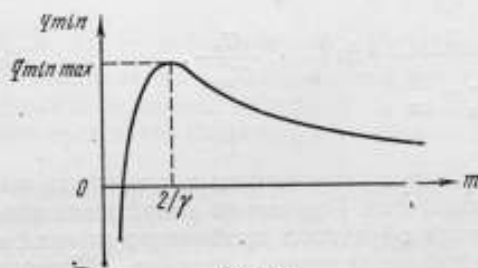


Рис. 3

Как следует из этих выражений, уменьшение скважности q_{\min} происходит значительно быстрее при уменьшении отношения R_n''/R_s .

Таким образом, величину минимальной скважности q_{\min} можно снизить несколькими способами:

1) уменьшением напряжения выброса U_n до величины, не превышающей δ , например, с помощью демпфера, у которого вносимое в контур сопротивление равно нулю;

2) увеличением сопротивления нагрузки R_n'' до бесконечности, например посредством мгновенного отключения после окончания импульса нагрузки от импульсного трансформатора. В этом случае активное сопротивление обмотки импульсного трансформатора должно быть равно нулю;

3) увеличением напряжения выброса U_n до предельно допустимого значения, при этом желательно приблизить форму переднего процесса к прямоугольной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фукс Л. Б. Импульсный трансформатор в режиме малой скважности. «Изв. вузов», сер. Радотехника, 1960, № 3, с. 394—397.
2. Ицхоки Я. С. Импульсные трансформаторы. Госэнергоиздат, М., 1950.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ МОЩНОСТИ

Известно, что напряжение в узле (U_{\min}) и пучности (U_{\max}) линий передачи связано с проходящей через линию мощностью соотношениями

$$U_a^2 = U_{\max}^2 = P_1 Z_0 r_1 \quad (1)$$

и

$$U_b^2 = U_{\min}^2 = P_2 \frac{Z_0}{r_2} \quad (2)$$

где P_1 — мощность при измерении напряжения U_a в пучности, Вт; P_2 — мощность при измерении напряжения U_b в узле, Вт; Z_0 — волновое сопротивление линии передачи, Ом; $r_{1,2}$ — измеряемое значение коэффициента стоячей волны (к.с.в.н.) напряжения соответственно в первом и втором случае.

Предположим, что за счет изменения уровня мощности можно последовательно получить одно и то же значение напряжения в узле и пучности ($U_a \approx U_b$). В этом случае при $r \neq 1$ будет иметь место неравенство значений проходящей мощности при измерении напряжения в узле и пучности.

Введем обозначение

$$U_b = U_a + \Delta U \quad (3)$$

По условиям измерений

$$\Delta U \ll U_a = U \quad (4)$$

Если между узлом и пучностью напряжения нет существен-

ных отражений мощности, то можно ввести следующие обозначения:

$$r_2 = r_1 + \Delta r \quad (5)$$

и

$$\Delta r \ll r_1 = r. \quad (6)$$

Решая совместно уравнения (1) и (2) относительно r , с учетом (3) ÷ (6), получим

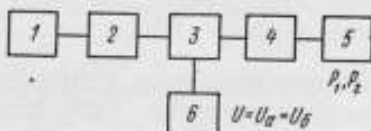
$$r \left(1 + \frac{\Delta r}{2r} \right) = \left(1 - \frac{\Delta U}{U} \right) \sqrt{\frac{P_2}{P_1}}, \quad (7)$$

где P_1 — показание исследуемого ваттметра при измерении напряжения в пучности; P_2 — показания исследуемого ваттметра при измерении напряжения в узле.

При $\Delta U = 0$ и $\Delta r = 0$ уравнение (7) упрощается и принимает вид

$$r = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}}. \quad (8)$$

Следовательно, если регулировкой уровня мощности установить одно и то же значение напряжения в узле и пучности линии передачи, соединяющей выход измерительного генератора и вход исследуемого ваттметра, и измерить в том и другом случае проходящую через линию мощность, то значение к.с.в.н. ваттметра может быть определено по формуле (8).



Структурная схема установки для измерения к. с. в. н. ваттметров:

1 — измерительный генератор; 2 — развязывающий ослабитель; 3 — линия передачи; 4 — фазовращатель; 5 — исследуемый ваттметр; 6 — измеритель напряжения

Способ измерения может быть реализован с помощью структурной схемы (см. рисунок), в которой напряжение U в линии передачи измеряется с помощью измерителя напряжения 6, электрически связанного с определенным сечением линии передачи.

Наиболее целесообразна емкостная связь путем введения через отверстие в наружной стенке линии передачи зонда, к которому подключается детекторная головка или измерительная головка высокочастотного вольтметра. Необходимая фаза (пуч-

ность или узел напряжения) на входе измерителя напряжения устанавливается с помощью фазовращателя 4, в качестве которого в коаксиальных линиях с волновым сопротивлением 75 Ом могут быть использованы линии переменной длины из комплекта прибора P2-1 (ИПСК-2) [1].

Методика измерения заключается в следующем. Вначале с помощью фазовращателя на входе измерителя напряжения по максимальному показанию его измерительного прибора устанавливают фазу напряжения, соответствующую пучности напряжения. При этом отмечают показание измерителя напряжения U и измеряют исследуемым ваттметром проходящую через линию передачи мощность P_1 . Затем с помощью фазовращателя устанавливают фазу напряжения на входе прибора 6 соответствующей узлу напряжения по минимальному показанию его измерительного прибора. Изменением уровня мощности генератора или регулированием развязывающего ослабителя устанавливают то же показание измерителя напряжения, что и в первом случае, и измеряют проходящую через линию передачи мощность P_2 . К.с.в.н. испытуемого ваттметра рассчитывается по формуле (8).

Используя формулу (7), можно вычислить погрешность определения к.с.в.н. описанным выше способом при условии, что все составляющие являются случайными погрешностями;

$$\delta_0 = \pm \alpha_y \sqrt{(0,5 \sigma_p)^2 + (0,5 \sigma_{P_2})^2 + (0,5 \sigma_{\Delta r})^2 + \sigma_{\Delta U}^2}, \quad (9)$$

где α_y — коэффициент, определяемый в соответствии с рекомендациями работы [2]; σ_i — относительные средние квадратические значения погрешности измерения мощности, изменения к.с.в.н. линии передачи при регулировании фазовращателя и изменения напряжения U на входе измерителя напряжения при изменении на нем фазы напряжения от пучности до узла.

Значения всех составляющих зависят от аппаратуры, применяемой для измерения к.с.в.н. ваттметра, и должны быть определены в каждом частном случае.

На современном уровне развития техники измерений составляющие погрешности измерения мощности и напряжения могут быть снижены до значений, не превышающих десятые доли процента. Составляющая же погрешности вследствие отражений в фазовращателе может достигать значений порядка единиц процента.

Как следует из формулы (9), погрешность определения к.с.в.н. не содержит составляющих, присущих другим методам измерения, например, вследствие шунтирующей проводимости и неравномерности погружения зонда, отражений от краев щели измерительной линии, неквадратичности характеристики детектора измерительной головки. Вместе с тем данному способу присуща погрешность за счет отражений в фазовращателе, не встречающаяся в большинстве других методов измерения к.с.в.н.

Способ измерения может быть применен для определения к.с.в.н. других преобразователей, например, вольтметров, амперметров, аттенюаторов, усилителей и т. д. Если исследуемый преобразователь проградуирован в значениях напряжения или тока, то к.с.в.н. может быть определен по формуле

$$r = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (10)$$

где U_1 и I_1 — показание исследуемого преобразователя при измерении напряжения U в пучности; U_2 и I_2 — показание исследуемого преобразователя при измерении напряжения U в узле.

Предлагаемый способ прост и может быть применен как в лабораторных, так и производственных условиях, в коаксиальных и волноводных линиях передачи, а также в непрерывном и импульсном режимах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиозмерительные приборы. Каталог-проспект. М., НИИТЭИР, 1964, с. 37.
2. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. В сб.: «Исследования по методике оценки погрешностей измерений». Труды институтов Комитета, вып. 57 (117). Стандартгиз, 1961, с. 19—33.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА АВТОМАТИЧЕСКОГО ОТСЧИТЫВАНИЯ ПОКАЗАНИЙ ПО ШКАЛАМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Автоматические отсчитывающие устройства (ОУ) создаются с целью автоматизации поверки и изучения метрологических показателей измерительных приборов, а также контроля и управления технологическими процессами. В последние годы опубликован ряд работ, посвященных созданию как самих ОУ [1], так и автоматических поверочных устройств [2, 3], в состав которых ОУ входят в качестве обязательного элемента.

Основное назначение ОУ состоит в преобразовании информации о взаимном положении указателя прибора (Π) и поверяемых отметок (или контролируемых точек) его шкалы. В зависимости от способа решения этой задачи ОУ можно разделить на три группы.

Первую составляют многоканальные ОУ [1], образуемые рядом неподвижно закрепленных оптико-электронных преобразователей (ОЭП), число которых, как правило, равно числу поверяемых (контролируемых) отметок. Для решения задачи, сформулированной выше, преобразователи располагаются против контролируемых отметок шкалы над полем указателя, т. е. над участком циферблата, пересекаемым указателем при его движении ($I-I'$, на рис. 1).

Из-за большого числа преобразователей в многоканальных ОУ, как правило, используются ОЭП интегрального типа (фотодиоды, фоторезисторы, фототранзисторы), характеризующиеся сравнительно малой точностью регистрации положения объекта. Вследствие этого область применения многоканальных ОУ ограничивается контролем технологических процессов и допусковым контролем приборов низких классов точности.

Значительно больший интерес представляют двухканальные ОУ, содержащие два жестко связанных ОЭП, перемещаемых вдоль шкалы Π соответственно над полем отметок шкалы ($2-2'$ на рис. 1) и полем указателя (см. траектории I и II на рис. 1).

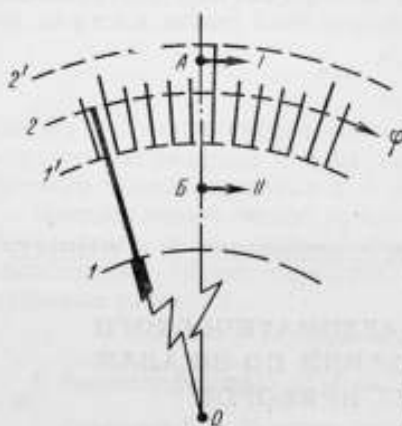


Рис. 1. Положение траекторий сканирования в двухканальном ОУ

Возможность использования сканирующих преобразователей, работающих в режиме модуляции светового потока [2], приводит к существенному повышению точности отсчета, а перемещение преобразователей вдоль шкалы значительно расширяет круг решаемых отсчитывающим устройством задач. Следует заметить, что для обеспечения высокой точности отсчета линия AB , соединяющая центры полей зрения ОЭП, должна быть параллельна отметкам шкалы, а в случае стрелочных приборов — должна проходить через центр вращения O_1 подвижной части прибора. В противном случае возникает погрешность эксцентриситета, равная $\Delta_0 = C \operatorname{tg} \alpha$, где C — расстояние между центрами ОЭП, α — угол перекоса преобразователей. Для уменьшения этой погрешности в оптическую схему ОУ приходится вводить специальные центрирующие устройства, что усложняет конструкцию и увеличивает время перестройки ОУ при смене типа прибора.

Принцип действия многоканальных и двухканальных устройств предполагает возможность пространственного разделения оптических сигналов от указателя и отметок шкалы. Это условие, обеспечиваемое в случае стрелочных приборов, как правило, не выполняется в приборах со световым указателем, в которых поля указателя и отметок полностью перекрываются [3]. Здесь применимы только одноканальные ОУ с отсчитыванием показаний по общему для указателя и отметок участку шкалы. Очевидно, что одноканальные ОУ пригодны также для отсчитывания показаний по шкалам стрелочных приборов, указатель которых частично перекрывает шкалу (участок $1-2$, рис. 1).

Таким образом, при переходе от двухканальных устройств к одноканальным намечается дальнейшее расширение возможностей ОУ. Одновременно повышается и точность отсчитывания показаний, так как ряд погрешностей, свойственных двухканальным системам, и, в частности, погрешность эксцентриситета, в этом случае полностью исключается.

Учитывая сказанное, а также то, что двухканальные устройства достаточно подробно рассмотрены в литературе (см., на-

пример, библиографию в работах [2, 3]) представляется целесообразным подробно остановиться на принципах построения и свойствах одноканальных ОУ.

Структурная схема одноканального ОУ (рис. 2) может быть представлена в виде совокупности канала прямого преобразования (оптическая система—ОС, ОЭП, устройство

анализа выходного сигнала преобразователя — УАС), предназначенного для преобразования изображения шкалы ПП в электрические сигналы и их анализа в соответствии с принятым способом поверки, и цепей обратной связи, каждая из которых содержит устройство управления перемещением (УУП) и исполнительный механизм (ИМ) и служит для пространственно-го перемещения ОЭП по одной из координат.

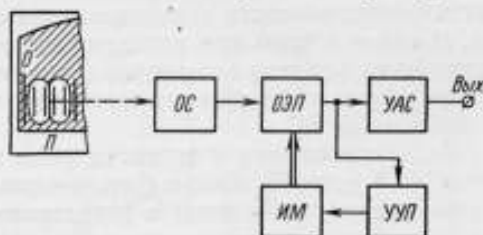


Рис. 2. Структурная схема одноканального ОУ

Принципы построения этих устройств и одноканального ОУ в целом в значительной мере определяются наличием в поле зрения ОЭП одновременно двух объектов — указателя и отметок шкалы.

При использовании сканирующих ОЭП, являющихся наиболее точными, эта особенность одноканального преобразования однозначно определяет режим сканирования. Из двух возможных режимов — модуляции светового потока с последующей демодуляцией выходного электрического сигнала ОЭП и режима линейного сканирования — в этом случае может быть использован только последний, при котором линейные расстояния между объектами преобразуются в пропорциональные временные интервалы между соответствующими импульсными сигналами преобразователя.

Сравнительный анализ различных типов сканирующих преобразователей [4] показал, что в этом режиме наибольшую точность оптико-электронного преобразования обеспечивают электронно-лучевые ОЭП с накоплением световой энергии — передающие телевизионные трубки типа «видикон».

Методы анализа выходного сигнала преобразователя полностью определяются функциями отсчитывающего устройства, которые могут быть сведены к двум основным:

регистрации момента совмещения осей симметрии указателя и отметки шкалы,

отсчитывания доли деления, заключенной между указателем и отметкой.

Обе эти задачи возникают при автоматизации поверки показывающих приборов. Кроме того, решение второй из них в соче-

тании со счетом целого числа делений обеспечивает возможность автоматического отсчитывания показаний в любой другой, отличной от поверки, области применения.

Особенностью одноканального преобразования является то, что при конечной ширине указателя и отметки непосредственная регистрация момента совмещения их осей симметрии невозможна. В связи с этим при решении первой задачи принцип работы устройства анализа выходного сигнала ОЭП должен базироваться на одном из косвенных методов регистрации, предложенных в работах [5, 6].

Если требования к точности регистрации совмещения не высоки, то с успехом может быть использован метод минимальной длительности, состоящий в регистрации момента полного наложения указателя на отметку шкалы. При реализации этого метода УАС содержит преобразователь интервалов времени в код (ПВК), два счетчика импульсов $C_{ч1}$ и $C_{ч2}$ и схему сравнения кодов ССК. В исходном состоянии до подхода указателя к контролируемой отметке шкалы в счетчик $C_{ч1}$ записывается код K_1 , пропорциональный ширине отметки d_0 . При сближении указателя и отметки и совмещении их краев ПВК подключается к счетчику $C_{ч2}$, куда записывается код K_2 , пропорциональный суммарной ширине указателя и отметки $d_2 = d_0 + d_y$. По мере наложения указателя на отметку код K_2 каждый период сканирования, поступающий в $C_{ч2}$, постепенно уменьшается и в момент полного наложения становится равным ранее записанному в $C_{ч1}$ коду K_1 . Факт равенства кодов фиксируется схемой сравнения кодов ССК.

Использование этого метода связано с появлением систематической погрешности, обусловленной различием ширины указателя и отметки, приведенное значение которой $\Delta_n = \pm \frac{d_0 - d_y}{2L_{шк}}$, где $L_{шк}$ — длина шкалы прибора.

Точность регистрации может быть повышена при использовании метода экстраполяции движения указателя, сущность которого состоит в том, что в некоторый момент времени T_n измеряются расстояния D_0 между серединами отметки и указателя, а также скорость v_0 их взаимного сближения. В предположении постоянства v_0 в пределах интервала экстраполяции момент истинного совмещения

$$T_c = T_n + \frac{D_0}{v_0} = T_n + \frac{D_0}{\Delta D} \tau_0 = T_n + n \tau_0,$$

где ΔD — перемещение указателя относительно отметки за фиксированный интервал времени τ_0 .

На рис. 3 изображена реализующая этот метод функциональная схема УАС, в которой в качестве устройства, задающего фиксированные интервалы времени, используется генератор ча-

стоты, сканирования ГЧС. В этой схеме в некоторый период сканирования в реверсивный счетчик РСЧ и далее в устройство деления УД записывается код K_1 , пропорциональный расстоянию между серединами указателя и отметки D_0 . В следующий период сканирования происходит повторное преобразование этого расстояния, при этом в РСЧ, включенном теперь на вычитание с помощью триггера знака T_2 , окажется записанным код K_2 , пропорциональный изменению расстояния ΔD_0 за период сканирования τ_0 . Этот код также поступит в УД, определяющее отношение $n = K_1/K_2$ и открывающее ключевой каскад Кл только после поступления на него n -го импульса ГЧС.

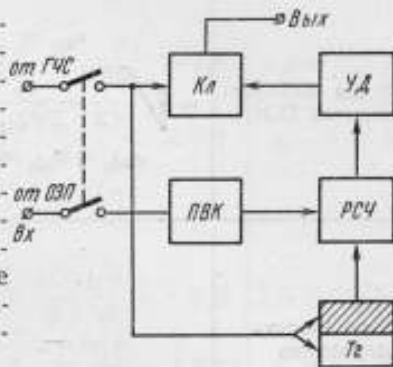


Рис. 3. Функциональные схемы УАС при реализации методов экстраполяции движения указателя

Если отсчитывающее устройство предназначается для поверочных целей, то можно применить более точный и простой метод симметричных измерений. В соответствии с ним погрешность прибора на каждой поверяемой отметке измеряется дважды при положениях указателя, симметричных относительно этой отметки (соответствующих, например, совмещению смежных краев указателя и отметки), а результат проверки определяется как среднее арифметическое двух измерений [6]. В этом случае УАС содержит два простых электронных устройства для регистрации момента слияния импульсов указателя и отметки и последующего разделения этих импульсов.

При решении второй задачи — определении доли деления шкалы — УАС, как и в случае метода экстраполяции, содержит преобразователь интервалов времени в код, предназначенный для преобразования расстояния между осями симметрии указателя и отметки l_1 и длины деления l_2 , и устройство деления кодов УД, фиксирующее результат отсчитывания показаний.

При использовании ОУ в поверочных целях в УД должна быть зафиксирована приведенная погрешность поверяемого прибора

$$\gamma_{\text{п}} = \theta l_1/l_2,$$

где θ — приведенная цена деления в %.

Так как для шкал, имеющих 100, 150 и 300 делений, θ равняется 1, $2/3$ или $1/3$, то для образования необходимого результата между выходом ПВК и двумя входами УД достаточно в этом случае включить делители частоты с коэффициентами деления соответственно 3 или 2.

Источники погрешности отсчета	Методы регистрации	
	минимальной длительности $\times 10^{-3}$ %	экстраполяции $\times 1\%$
Шумы выходного сигнала ОЭП	$\sigma_{\psi_1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{d_e}{\Gamma \psi L_{\text{шк}}}} = 3,0$ $\sigma_{\psi_2} = \sigma_{\psi_1} = 3,0$	$\sigma_{\psi_1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{d_e}{\Gamma \psi D_0}} = 2,0$ $\sigma_{\psi_2} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \times \frac{d_e}{\Gamma \psi (D_0 - \Delta D)} = 2,4$
Нелинейность сканирования	—	$\Delta_{\text{оис}_1} = \mp \frac{\sqrt{T} D_0 \Gamma}{2 B} = \mp 0,15$ $\Delta_{\text{оис}_2} = \mp \frac{\sqrt{T} D_0 - \Delta D_0}{2 B} = \mp 0,1$
Дискретность сканирования	$\Delta_{\text{пк}} = \pm \frac{v_0}{2 F_0 L_{\text{шк}}} = \pm 0,25$ $\sigma_{\text{пк}} = \frac{v_0}{2 \sqrt{3} F_0 L_{\text{шк}}} = 0,15$	$\Delta_{\text{ок}} = \pm \frac{v_0}{2 F_0 D_0} = \pm 0,15$ $\sigma_{\text{ок}} = \frac{v_0}{2 \sqrt{3} F_0 D_0} = 0,09$
Дискретность заполнения интервалов времени	$\sigma_{\text{пз1}} = \frac{B}{\sqrt{6} \Gamma f_0 T L_{\text{шк}}} = 0,7$ $\sigma_{\text{пз2}} = \sigma_{\text{пз1}} = 0,7$	$\sigma_{\text{оз1}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{B}{\Gamma f_0 T D_0} = 0,9$ $\sigma_{\text{оз2}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{B}{\Gamma f_0 T (D_0 - \Delta D_0)} = 1,1$
Нелинейность шкалы	$\Delta_{\text{нш}} = \mp \frac{1}{4} \frac{X_{\text{н}}}{X_l} \times \frac{d_0 - d_y}{L_{\text{шк}}} = \mp 14$	$\Delta_{\text{ош}_1} = \pm \frac{1}{4} \left(\frac{X_{\text{н}}}{X_l} \right)^2 \times \frac{D_0}{L_{\text{шк}}} = \mp 0,45$ $\Delta_{\text{ош}_2} = \mp \frac{1}{4} \left(\frac{X_{\text{н}}}{X_l} \right)^2 \times \frac{D_0 - \Delta D_0}{L_{\text{шк}}} = \mp 0,35$

соответствия	Отсчитывание доли деления	Примечание
$\sigma_{\psi_1} = \frac{\sqrt{3\pi}}{2} \frac{d_e}{\Gamma \psi L_{\text{шк}}} = 2,4$ $\sigma_{\psi_2} = \sigma_{\psi_1} = 2,4$	$\sigma_{\psi_1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{d_e}{\Gamma \psi l_1}} = 2,9$ $\sigma_{\psi_2} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{d_e}{\Gamma \psi l_2}} = 0,9$	$L_{\text{шк}} = 300 \text{ мм}$ $d_0 = 0,15 \text{ мм}$
—	$\Delta_{\text{оис}_1} = \mp \frac{\sqrt{T} l_1 \Gamma}{2 B} = \mp 0,07$ $\Delta_{\text{оис}_2} = \mp \frac{\sqrt{T} l_2 \Gamma}{2 B} = \mp 0,25$	$\Delta d_0 = 0,025 \text{ мм}$ $d_y = 0,1 \text{ мм}$ $X_l^{\text{мин}} = 0,3 \text{ мм}$
$\Delta_{\text{ок}} = \pm \frac{v_0}{F_0 L_{\text{шк}}} = \pm 0,5$ $\sigma_{\text{ок}} = \frac{v_0}{\sqrt{6} F_0 L_{\text{шк}}} = 0,2$	$\Delta_{\text{ок}} = \pm \frac{v_0}{2 F_0 l_1} = \pm 0,25$ $\sigma_{\text{ок}} = \frac{v_0}{2 \sqrt{3} F_0 l_1} = 0,15$	$l_1 = 0,3 \text{ мм}$ $l_2 = 1,0 \text{ мм}$ $D_0 = 0,5 \text{ мм}$
—	$\sigma_{\text{оз1}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{B}{\Gamma f_0 T l_1} = 1,5$ $\sigma_{\text{оз2}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{B}{\Gamma f_0 T l_2} = 0,5$	$\Delta D_0 = 0,1 \text{ мм}$ $d_e = 70 \text{ мкм}$ $\psi = 10$ $\Gamma = 1^*$
$\Delta_{\text{ош}_1} = \pm \frac{1}{16} \left[\frac{X_{\text{н}} (d_0 + d_y)}{X_l L_{\text{шк}}} \right]^2 = \mp 0,05$ $\Delta_{\text{ош}_2} = \pm \frac{1}{16} \left[\frac{X_{\text{н}} (d_0 + d_y)}{X_l L_{\text{шк}}} \right]^2 = \pm 0,05$	$\Delta_{\text{ош}_1} = \pm \frac{1}{4} \left(\frac{X_{\text{н}}}{X_l} \right)^2 \times \frac{l_1}{L_{\text{шк}}} = \pm 0,25$ $\Delta_{\text{ош}_2} = \pm \frac{1}{4} \left(\frac{X_{\text{н}}}{X_l} \right)^2 \times \frac{l_2}{L_{\text{шк}}} = \pm 0,85$	$F_0 = 20 \text{ Гц}$ $K_{\text{н}} = \sqrt{70,05}$ $B = 10 \text{ мм}$

Источник погрешности отсчета	Методы регистрации	
	минимальной длительности $\times 10^{-3} \%$	экстраполяции $\times 1 \%$
Относительная погрешность	—	$\Delta_{\text{от}} = \pm 0,06 \%$; $\sigma_{\text{от}} = 3,4 \%$
Приведенная погрешность	$\Delta_{\text{пр}} = \pm 13,8 \cdot 10^{-3} \%$ $\sigma_{\text{пр}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \%$	$\Delta_{\text{пр}} = \pm 0,1 \cdot 10^{-3} \%$ $\sigma_{\text{пр}} = 5,6 \cdot 10^{-3} \%$

Обозначения:

Γ — увеличение оптической системы; d_e — эквивалентный поперечный (в на выходе ОЭП; T, B — время прямого хода сканирующей диафрагмы и частота заполнения интервалов времени при их преобразовании в код; сигнала, соответствующее i -й контролируемой отметке шкалы, и предел из

Для оценки точности одноканального ОУ в таблице приведены выражения частных погрешностей, возникающих в канале прямого преобразования ОУ и обусловленных отсчетным устройством прибора. Для типовых параметров ОУ и приборов класса 0,1, указанных в таблице, найдены значения этих погрешностей и определены суммарные значения систематической погрешности Δ_{Σ} и среднего квадратического отклонения σ_{Σ} результата отсчитывания показаний для каждого из рассмотренных выше методов.

Как показывают результаты суммирования, при использовании наиболее совершенных методов точность одноканального ОУ как при регистрации совмещений, так и при отсчитывании доли делений в 3—5 раз превосходит точность двухканальных устройств [2, 3].

Переходя к принципам построения цепей обратной связи одноканального ОУ, следует отметить, что для автоматического отсчитывания показаний по существу необходимо перемещение ОЭП только по одной координате вдоль шкалы прибора (координата φ на рис. 1 и 4). Однако приборы со световым указателем имеют шкалы, представляющие собой участки цилиндрических или конических, что приводит к необходимости перемещения ОЭП по двум дополнительным координатам (θ и r , на рис. 4). Перемещение по координате φ может осуществляться в двух основных режимах: режиме слежения за указателем и режиме предварительной установки на поверяемую (контролируемую) отметку.

Режим слежения, достаточно просто реализуемый в двухканальной системе [2], при одноканальном преобразовании связан с необходимостью селекции указателя, перемещающегося на фоне отметок шкалы [7], а в случае многострочных шкал он практи-

совмещения	Отсчитывание доли деления	Примечание
—	$\Delta_{\text{от}} = \pm (0,25 \pm 0,6) \%$; $\sigma_{\text{от}} = 3,3 \%$	$T = 1$ мс $f_0 = 2$ МГц
$\Delta_{\text{пр}} = \pm 0,25 \cdot 10^{-3} \%$ $\sigma_{\text{пр}} = 1,7 \cdot 10^{-3} \%$	$\Delta_{\text{пр}} = \pm (0,25 \pm 0,6) 10^{-3} \%$ $\sigma_{\text{пр}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \%$	$v_0 = 0,03$ мм/с

направлении сканирования) размер диафрагмы; ψ — отношение сигнал-шум поперечный размер поля зрения ОЭП; F_0, f_0 — частота сканирования и $K_{\text{н}} = \psi T$ — коэффициент нелинейности сканирования; X_i, X_n — значение мерения прибора.

чески неприменим. Это обуславливает преимущественное применение режима предварительной установки, допускающего к тому же наибольшую скорость перемещения ОЭП. Сущность этого режима состоит в счете числа отметок, попавших в поле зрения ОЭП при его равномерном перемещении вдоль шкалы и остановке исполнительного механизма при достижении необходимой отметки. Для упрощения счета отметок на вход УУП поступают

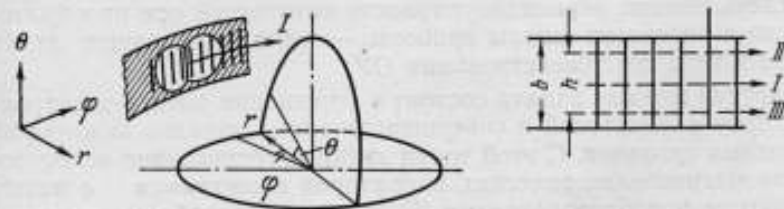


Рис. 4. К пояснению принципов построения цепей обратной связи одноканального ОУ при отсчитывании показаний по шкалам приборов со световым указателем

сигналы ОЭП, находящиеся только в небольшом стробируемом интервале, совмещенном с центром поля зрения преобразователя.

Перемещение по координатам θ и r производится лишь по мере смещения траектории сканирования (см. I на рис. 4) с общего для указателя и отметок участка шкалы или при изменении расстояния от преобразователя до шкалы, приводящем к расфокусировке оптического изображения.

Информация о необходимом перемещении ОЭП по координате θ может быть достаточно просто получена путем сканирования изображения шкалы по двум дополнительным траекториям II и

III, лежащим соответственно выше и ниже основной траектории l (рис. 4). Если расстояние между крайними траекториями сканирования $h < b$, где b — длина наименьшей отметки шкалы, то отсутствие выходных импульсов ОЭП при сканировании по какой-либо из дополнительных траекторий будет однозначно определять необходимое направление перемещения преобразователя.

Для перемещения преобразователя в радиальном направлении в качестве критерия расфокусировки целесообразно использовать длительность фронта t_{Φ} выходного импульса ОЭП. Так как в положении наилучшей фокусировки значение t_{Φ} минимально, то устройство управления перемещением по координате r представляет собой следящую систему, основанную на принципе экстремального регулирования. Очевидно, что при трехкоординатном перемещении ОЭП операция подготовки ОУ к работе состоит только в совмещении поля зрения преобразователя с нулевой отметкой шкалы, что существенно уменьшает время перестройки отсчитывающего устройства при смене типа прибора.

В оптическую систему одноканального ОУ входит стандартный проекционный или кино съемочный объектив, так как в этом случае отпадает необходимость в использовании центрирующих устройств. Однако следует заметить, что при отсчитывании показаний по шкалам стрелочных приборов, как и в случае двухканального ОУ, должны быть приняты меры по исключению или уменьшению до допустимых пределов) параллакса. Создание простых и эффективных противопараллаксных устройств, обеспечивающих перпендикулярность оптической оси преобразователя к плоскости шкалы приборы, — одна из основных задач дальнейшего совершенствования ОУ.

Другая важная задача состоит в упрощении оптико-электронных преобразователей и совершенствовании методов анализа их выходных сигналов. С этой точки зрения перспективно использование магнитоэлектрических вибраторов в сочетании с интегральными преобразователями [8], а также разрабатываемых в настоящее время сканисторов и мозаичных ОЭП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Строна А. А., Селивеев Н. Н. Устройство для автоматического считывания показаний со шкал стрелочных измерительных приборов. Авт. свид. № 220359. «Бюлл. изобр.», 1968, № 20.
2. Эскин С. П. Разработка и исследование методов и образцовой аппаратуры для автоматической проверки показывающих электроизмерительных приборов на постоянном токе. Автореферат канд. дисс., ВНИИМ, Ленинград, 1968.
3. Прицкер В. И. Разработка, теоретическое и экспериментальное исследование методов и средств для автоматической проверки электроизмерительных приборов со световым указателем. Автореферат канд. дисс., ВНИИМ, Ленинград, 1971.
4. Безикович А. Я., Прицкер В. И. Применение оптико-электронных отсчитывающих устройств в метрологии. В сб.: «Общие вопросы метрологии», Труды метрологических институтов СССР, вып. 130 (190), 1971, с. 91—109.

5. Прицкер В. И., Эскин С. П. Установка для поверки измерительных приборов. Авт. свид. № 197002. «Бюлл. изобр.», 1967, № 13.

6. Зорин Д. И., Прицкер В. И., Эскин С. П. Способ автоматической поверки электронизмерительных приборов. Авт. свид. № 241553. «Бюлл. изобр.», 1967, № 16.

7. Прицкер В. И., Эскин С. П. Устройство для поверки измерительных приборов. Авт. свид. № 199982. «Бюлл. изобр.», 1967, № 16.

8. Прицкер В. И. и др. Устройство для автоматического считывания показаний со шкал поверяемых приборов. Авт. свид. № 266057, «Бюлл. изобр.», 1970, № 11.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

МЕТОД ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СДВИГА ФАЗ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Наиболее простым методом поверки электронных фазометров является метод воспроизведения двух электрических сигналов, сдвиг фаз между которыми устанавливается с высокой степенью точности [1]. Обычно метод воспроизведения осуществляется на фиксированных частотах калибраторами фазы*, так как в плавном диапазоне частот фазовая погрешность существенно увеличивается [2]. Применение синтезаторов частот позволяет создать аппаратуру для поверки фазометров с квазиплавным диапазоном частот, если использовать малый шаг частотных приращений при высокой точности задания фазы.

В таблице приведены метрологические и технические характеристики современных синтезаторов частот. Фазозадающие устройства с применением синтезаторов [3] представляют собой два синтезатора, один из которых синхронизирован от другого через модулятор времени (в общем случае устройство изменения фазового сдвига). В этих системах необходимо введение фазоизмерительного устройства на выходе. Это объясняется тем, что при работе синтезаторов на разных частотах нет постоянной связи между фазовым сдвигом, который вводится в синтезатор на одной фиксированной частоте, равной частоте кварцевого генератора, и фазовым сдвигом на выходе. При этом коэффициент преобразования частоты не постоянен:

* С. А. Кравченко. Эталон фазы на фиксированные значения частот. Авт. свид. № 330399, «Бюлл. изобр.», 1972, № 8.

Параметр	Тип синтезатора			
	ГЗ-44	ГЗ-49	ЧЗ-49	41-51
			СССР	
Диапазон частот	10 Гц— —100 кГц	0,01 Гц—1,0 МГц	50 Гц— —1,0 МГц	50 Гц— 50 МГц
Минимальный частотный шаг, Гц	1	0,01	0,01	0,01
Возможность периодического качения частоты	Нет	Нет	Есть	Есть
Нестабильность частоты	за сутки	$5 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-10}$
	за 1 с	$2 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-9}$
Выходной уровень, В	2 на 600 Ом	1,0 на 600 Ом	1,0 на 50 Ом	0,5 на 50 Ом
Коэффициент нелинейных искажений, %	3	2 (0,01 Гц—20 кГц) 5 (20 кГц—1 МГц)	5	3
Уровень паразитных негармонических составляющих, дБ	комбинационные	54	60	60
	с частотой сетки	56	65	60
Шумы модуляции, дБ	фазовые	—	—	62
	амплитуды	—	—	59

Параметр	Тип синтезатора							
	1161	1162	1164	1085	ND-99K (Schönmidi*, ФРГ)	PDO-1 (Electrotech- nik*, ГДР)	XUA ₁ (Robde und Schwarz*, ФРГ)	FS-1, (Solatron*, Англия)
Диапазон частот	0,01 Гц— —100 кГц	0,1 Гц— —1 МГц	10 Гц— —70 МГц	10 кГц— —160 МГц	0—100 кГц	100 Гц— —30 МГц	30 Гц— —30 МГц	300 Гц— —1,2 МГц
Минимальный частотный шаг, Гц	0,0001	0,01	0,1	1	1 Гц с рас- стройкой стройкой между фикс. точками	100 Гц с рас- стройкой стройкой между фикс. точками	1 кГц с рас- стройкой стройкой между фикс. точками	1 Гц
Возможность периодического ка- чания частоты	Есть	Есть	Есть	Есть 5 Гц— —160 МГц	—	Нет	Нет	Есть
Нестабильность частоты	—	—	—	$7 \cdot 10^{-10}$	$5 \cdot 10^{-8}$ +0,01 Гц	$2 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-7}$ 0,01 Гц
Выходной уровень, В	3 · 10 ⁻¹⁰	3 · 10 ⁻⁹	5 · 10 ⁻¹⁰	5 · 10 ⁻¹¹	—	—	—	—
Коэффициент нелинейных иска- жений, %	2,0 на 50 Ом	2,0 на 50 Ом	2,0 на 50 Ом	1,0 на 600 Ом	2,0 на 600 Ом	1,6 на 50 Ом	1,2 на 50 Ом	3 на 50 Ом
Уровень паразит- ных негармони- ческих составляю- щих, дБ	1,0	0,8—0,9	2,8	3	1,5	3	2,5	1,8
Уровень паразит- ных негармони- ческих составляю- щих, дБ	80	—65	—63	—63	—75	—	—60	—65
Шумы модуля- ции, дБ	—70	—52	—52	—54	—	—	—	—59
Шумы модуля- ции, дБ	—70	—70	—60	—64	70	—	—	—70

$$M = F_{\text{вых}}/F_{\text{вх}} = q_0 + \frac{1}{P} \left\{ q_1 + \frac{1}{P} \left[q_2 + \dots + \frac{1}{P} \left(q_{\beta-1} + \frac{q_{\beta}}{P} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

где $q_0, q_1, \dots, q_{\beta}$ — номер положения коммутатора декад (целые числа); β — коэффициент деления декад (обычно 10); $\beta = 10$. Поэтому фаза на выходе

$$\varphi_{\text{вых}} = \varphi_{\text{вх}} \left[q_0 + \frac{1}{P} \left\{ q_1 + \frac{1}{P} \left[q_2 + \dots + \frac{1}{P} \left(q_{\beta-1} + \frac{q_{\beta}}{P} \right) \right] \right\} \right] \quad (2)$$

зависит не только от входной фазы. В таких фазозадающих устройствах применение шкалы на фазовращателе практически бесполезно и отсчет сдвига необходимо вести по шкалам фазоизмерительной цепи. Учитывая сложность схемы каналов, выполненных из синтезаторов, в которых возможны уходы фазы при переключении диапазонов частот, целесообразно применение одноканальных фазоизмерительных цепей, так как фазовый уход последних не влияет на истинность измеряемого, а следовательно, и задаваемого сдвига фаз, по которому и осуществляется проверка серийного фазометра.

При работе на высоких частотах необходимо, чтобы фазоизмерительная цепь коммутировалась пространственно (бескабельно) от выхода одного канала к выходу другого. В противном случае возможны различные завязки либо «набег» неравных фазовых сдвигов в соединительном кабеле, так как на высоких частотах сгибание кабеля различным образом вызывает разные углы сдвига фаз.

На рис. 1 показана блок-схема двухфазного генератора для проверки фазометров в диапазоне частот от 50 кГц до 50 МГц*. Выходные сигналы синтезаторов U_1 и U_2 поступают непосредственно на входы проверяемого фазометра. От опорного генератора $ОГ$ сигнал посту-

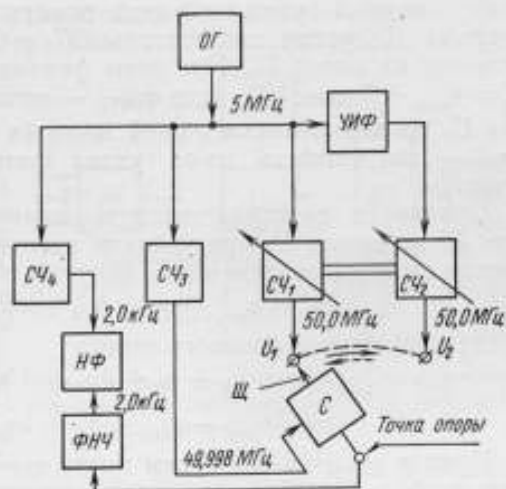


Рис. 1. Блок-схема двухфазного генератора с синтезаторами частоты для проверки фазометров в диапазоне частот 50 кГц—50 МГц

* С. А. Кравченко. Фазозадающее устройство. Авт. свид. № 272429, «Бюлл. изобр.», 1970, № 19.

пает одновременно на синтезаторы частот $СЧ_1$, $СЧ_3$ и $СЧ_4$, обеспечивающие перестройку частоты, например в пределах $50 \text{ кГц} \div 50 \text{ МГц}$ с шагом $0,01 \text{ Гц}$. Синтезатор $СЧ_2$ получает сигнал запуска от $СЧ_1$ через устройство изменения фазы УИФ (фазовращатель, кабельная линия задержки, искусственная длинная линия и т. д.), $СЧ_1$ и $СЧ_2$ должны иметь одинаковую настройку по частоте. Измеряют фазу поочередно на выходе каждого из каналов U_1 и U_2 одноканальным фазоизмерителем, состоящим из низкочастотного фазометра НФ и смесителя С. На выходе смесителя включен фильтр нижних частот ФНЧ; на второй вход смесителя подводят сигнал от третьего синтезатора $СЧ_3$ с частотой, меньшей, чем у синтезаторов в каналах на величину, равную частоте четвертого синтезатора $СЧ_4$, который включают на второй вход фазометра НФ.

Устройство работает следующим образом. Пусть УИФ задает угол сдвига φ_n , например 42° . После прохождение сигнала через $СЧ_2$ в этот сдвиг добавляется неизвестный угол $\Delta\varphi_d$ из-за частотно-смесительных процессов в синтезаторе, т. е. на выходе 2-го канала получаем $\varphi_2 = \varphi_n + \Delta\varphi_d$, и без фазоизмерителя этот ложный сдвиг не был бы обнаружен. Если для этой цели использовать двухканальный фазометр, то увеличения точности почти не произойдет, так как он обладает уходом и ложный сдвиг можно не заметить. Одноканальная фазоизмерительная цепь (щуп Ш смесителя С) предназначена для исключения этой погрешности, так как любой уход ее роли не играет (имеется в виду плавный уход, который присущ двухканальным фазометрам). Допустим, синтезаторы $СЧ_1$ и $СЧ_2$ идентичны и щуп Ш включен на выход U_1 . При этом фазометр НФ показывает угол $\varphi_1 = \varphi_{нач1} + \Delta\varphi_{ш} = 32^\circ$, где $\varphi_{нач1}$ — начальная фаза напряжения U_1 по отношению к общей точке (к опорному генератору); $\Delta\varphi_{ш}$ — погрешность из-за ухода фазы по любой причине в щупе.

Произведя пространственную коммутацию, т. е. переведя щуп Ш на выход U_2 при условии идентичности выходных импедансов выходов синтезаторов, получим

$$\varphi_2' = \varphi_{нач2} + \varphi_n + \Delta\varphi_d + \Delta\varphi_{ш} = 78^\circ. \quad (3)$$

Тогда приращение фазового сдвига

$$\begin{aligned} \varphi_2 - \varphi_1 &= \varphi_2' - \varphi_1 = \varphi_{нач2} + \varphi_n + \Delta\varphi_d + \Delta\varphi_{ш} - \varphi_{нач1} - \Delta\varphi_{ш} = \\ &= \varphi_{нач2} - \varphi_{нач1} + \varphi_n + \Delta\varphi_d = 46^\circ. \end{aligned} \quad (4)$$

Приняв $\varphi_{нач1} = \varphi_{нач2}$, будем иметь $\varphi_2 = \varphi_n + \Delta\varphi_d$. Но так как φ_n был задан, то ошибка определяемая процессами в синтезаторах, $\Delta\varphi_d = \varphi_2 - \varphi_n = 46^\circ - 42^\circ = 4^\circ$.

Щуп представляет собой изоляционный цилиндр, внутри которого смонтирована схема смесителя. Цилиндр подвешен, как маятник часов, в центре между выходными зажимами, которые сконструированы таким образом, чтобы при попадании «жала»

щупа в зажим выходной клеммы был надежный контакт. Щуп пространственно коммутируется между зажимами с периодом удержания в зажимах в течение 3—30 с для снятия отсчета. Отключение привода означает переход к одноканальному измерению без пространственной коммутации.

Анализ погрешностей

Основная погрешность фазозадающего устройства с синтезаторами частот в режиме без коммутации

$$\Delta\varphi_0' = \Delta\varphi_{\text{нф}} + \Delta\varphi_{\text{в.щ}} + \Delta\varphi_{\text{нли}} + \Delta\varphi_{\text{н}} + \Delta\varphi_{\text{мод}} + 3\sqrt{\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_{\text{с.ш}}^2} \quad (5)$$

где $\Delta\varphi_{\text{нф}}$ — погрешность низкочастотного фазометра; $\Delta\varphi_{\text{в.щ}}$ — погрешность от включения щупа; $\Delta\varphi_{\text{нли}}$, $\Delta\varphi_{\text{н}}$, $\Delta\varphi_{\text{мод}}$ — погрешности из-за наличия нелинейных искажений, комбинационных составляющих и модуляций; $\sigma_{\text{ш}}$, $\sigma_{\text{с.ш}}$ — средние квадратические погрешности от шумовых помех.

Низкочастотный фазометр должен измерять сдвиг фаз от 0 до 360° с возможно малой погрешностью, при этом он должен быть цифровым, так как иначе трудно снимать показания со шкалы прибора при разных положениях щупа. Созданный во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева цифровой фазометр типа ФЦ-1 на диапазон звуковых частот 20 Гц — 20 кГц [4] имеет погрешность $\Delta\varphi_{\text{нф}} = 0,1^\circ$ в диапазоне угла 0—360° и применяется в данной поверочной установке.

На рис. 2 показана укрупненная блок-схема цифрового фазометра. В схему фазометра входит: входное устройство ВУ, преобразователь фазового сдвига в число импульсов ПФИ, устройство цифровой обработки (цифровой логометр) ЦЛ, схема управления СУ, схема индикации СИ и преобразователь длительности периода в число импульсов ПДП. Входное устройство фазометра ВУ нормирует входные сигналы по амплитуде и коэффициенту нелинейных искажений, коммутирует входные сигналы, обеспечивает входной импеданс.

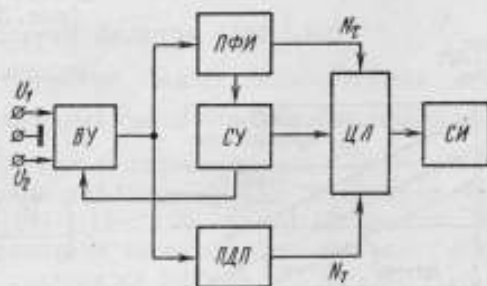


Рис. 2. Блок-схема фазометра с цифровым логометром, имеющим диапазон измерения фазы 0—360°:

Преобразователь ПФИ обеспечивает формирование «импульсных пачек», число импульсов которых пропорционально временному сдвигу между сигналами. Преобразователь ПДП преобразует в число импульсов длительность периода входных

сигналов. Выходные сигналы N_x и N_y с помощью ЦЛ преобразуются в двоично-десятичный код. Индикация расчета алгоритма $\varphi = \frac{N_x}{N_y} \cdot 360^\circ$ осуществляется схемой индикации СИ.

Погрешность включения шупа является систематической и зависит от частоты и импедансов входа и выхода

$$\Delta\varphi_{в,ш} = \arctg \omega C_B R_{в,с} - \arctg \omega (C_B + C_{ш}) \frac{R_{в,с} \cdot Z_{вх}}{R_{в,с} + Z_{вх}} \approx$$

$$\approx \omega (C_B - C_B + C_{ш}) \left[R_{в,с} - \frac{R_{в,с} \cdot 2\pi \cdot \kappa / \omega^2}{R_{в,с} + 2\pi \cdot \kappa / \omega^2} \right] \cdot 57,3^\circ, \quad (6)$$

где ω — выходная частота каналов установки; $R_{в,с}$ — выходное сопротивление синтезатора частоты Ч1-51 (50 Ом); $Z_{вх}$ — входной импеданс лампы смесителя шупа; C_B — емкость выхода (кабель, идущий к фазометру); $C_{ш}$ — емкость шупа.

Входной импеданс лампы зависит от частоты и типа лампы. Для пентода 6Ж9П, имеющего в типовом режиме коэффициент широкополосности $\kappa = 19 \text{ МОм} \cdot \text{МГц}^2$, сопротивление утечки 510 кОм при частоте 50 МГц, $R_{в,с} = 50 \text{ Ом}$, $C_B = 75 \text{ пФ}$, $C_{ш} = 5 \text{ пФ}$,

$$\Delta\varphi_{в,ш} = 6,28 (80 - 75) \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^6 \times$$

$$\times \left(50 - \frac{50 \cdot 2\pi \cdot 19 / 2500}{50 + \frac{2\pi \cdot 19}{2500}} \right) \cdot 57,3^\circ = 4,52^\circ.$$

При применении ламп с большей широкополосностью $\kappa = 50-60 \text{ МОм} \cdot \text{МГц}^2$ и выше погрешность будет еще меньше (рис. 3).

Погрешность, вызванная нелинейными искажениями

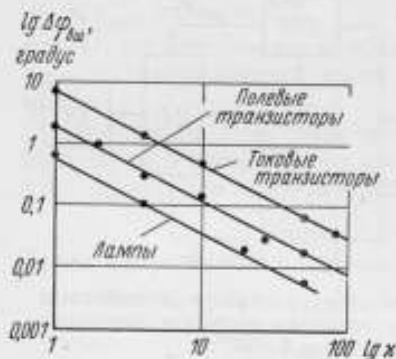


Рис. 3. Зависимость величины «погрешности включения» от коэффициента широкополосной схемы шупа фазометра

$$\Delta\varphi_{нли} = \arctg \left(\frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \right)_{1к} -$$

$$- \arctg \left(\frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \right)_{2к}, \quad (7)$$

где $(U_1, U_2, U_3 \dots U_n)_{1к}$ и $(U_1, U_2, U_3 \dots U_n)_{2к}$ — напряжения гармоник от первой до n -й в сигналах первого и второго каналов.

Так как эта погрешность систематическая, то вначале она исключается соответствующим сдвигом фазовращателя на опре-

деленный угол и дальше отсутствует, если удовлетворяется равенство

$$\frac{\partial \left(\arctg \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \right)}{\partial \varphi} = 0, \quad (8)$$

т. е. производная спектрального состава сигнала на выходе канала, в котором смещается фаза, должна равняться нулю на «всем круге» (при угле от 0 до 360°). Это соотношение в сигналах синтезатора выдерживается, так как коэффициент нелинейных искажений постояен. Снижение этой погрешности возможно до величины, равной разрешающей способности поверяемого фазометра в связи с тем, что цифровой фазометр ЦФ-1 имеет фильтры на частоту 2 кГц и на него наличие в сигнале коэффициента нелинейных искажений не влияет.

Рассмотрим комбинационные частоты и их влияние на погрешность. Допустим, что в выходном смесителе смешиваются частоты f_1 и f_2 . Тогда на выходе возможны сигналы с частотами $F_{cm} = mf_1 \pm nf_2$, где m и n — положительные целые числа (при $m=n=1$ получается сумма или разность двух частот). Обычно, если полезная $F_{cm} = f_1 - f_2$, то все остальные сигналы комбинационные, и поэтому необходимы такие фильтры, чтобы выполнялось условие [3]

$$\left| (1-m) \frac{f_1}{f_2} \pm (1 \pm n) \right| \ll f_n / 2f_2, \quad (9)$$

где Δf_n — полоса пропускания фильтра. При $f_1 > f_2$ $1 < \frac{f_1}{f_2} < 2$ обычно выбирается отношение, мало отличающееся от 1 ($1 < \frac{f_1}{f_2} < 1,2$). При некоторых соотношениях комбинационные частоты практически невозможно отфильтровать (рис. 4, а). Например, если для получения разности 50 МГц смешиваются частоты 400 и 350 МГц ($f_1/f_2 = 1,14 < 1,2$), то отрицательного эффекта не будет, если паразитная частота точно совпадает с требуемой. Однако, если f_2 становится равной 350, 000001 МГц, то паразитная составляющая будет $400 \cdot 6 - (350,000001) \cdot 7 = 50,000007$, и поскольку эта величина отличается от требуемой частоты на 7 Гц, отфильтровать ее практически невозможно. Систематическая погрешность от наличия комбинационных частот в сигнале

$$\Delta \varphi_k = \arcsin \left[\sum_{l, h}^{ml} U_l e^{j2\pi (hf_1 \pm l f_2) t} \right] \cdot (U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 \dots U_n^2)^{-\frac{1}{2}}, \quad (10)$$

где m и $l \leq 14$ — целые числа.

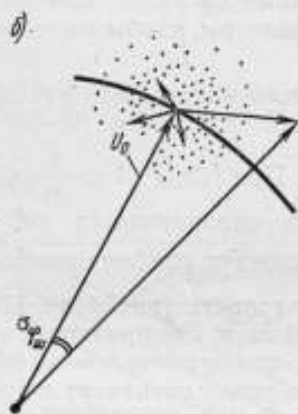
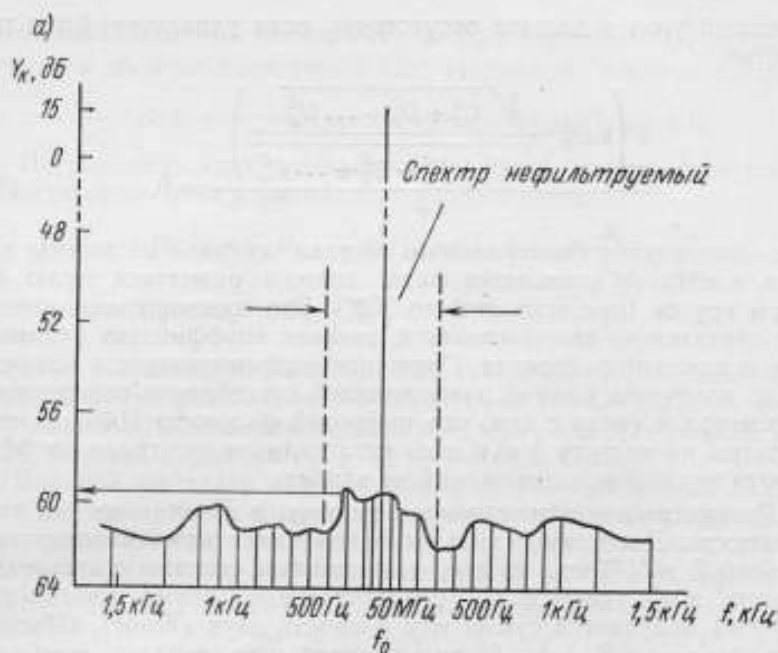


Рис. 4. Паразитные составляющие выходного сигнала синтезатора частот двухфазного генератора:

a — спектр паразитных частот синтезатора типа Ч1-51; *b* — векторная диаграмма воздействия шума на сигнал синтезатора (шумовые сигналы, параллельные вектору U_0 , приводят к флуктуациям амплитуды, а перпендикулярные — к флуктуациям фазы)

Практически расчет целесообразно производить по более упрощенной формуле

$$\Delta\varphi_k = \frac{360^\circ}{2\pi} \cdot |N_{kf}| = \frac{360^\circ}{2\pi} \cdot \frac{1}{10^{Y_k/20}}, \quad (11)$$

где Y_k — коэффициент ослабления комбинационных частот, дБ.

При использовании отечественного синтезатора Ч1-51, $Y_k = 60$ дБ (см. таблицу) будет иметь

$$\Delta \varphi_k = \frac{360^\circ}{2\pi} \cdot \frac{1}{10 \left(\frac{60}{20}\right)} = 0,057^\circ.$$

На появление периодической фазовой погрешности влияет сумма амплитудной и фазовой модуляции в сигнале

$$u(t) = U \left(1 + \sqrt{\frac{4P_{\text{пзм}}}{U}} \cdot \cos \Omega_n t \right) (\cos [\omega t + \varphi(t)] + 0,5 \Psi \cos [(\omega + \Omega_n)t + \varphi(t)] - 0,5 \Psi \cos [(\omega - \Omega_n)t + \varphi(t)]). \quad (12)$$

Здесь $P_{\text{пзм}}$ — мощность паразитной амплитудной модуляции;

$\Psi = \frac{1}{10} \frac{K_M^0}{20}$ — девиация фазы или индекс угловой модуляции;

K_M — ослабление, дБ; Ω_n — частота модуляции. Разность фаз за время τ отклоняется от среднего значения $\omega\tau$ на

$$\varphi(t, \tau) - \omega\tau = \varphi_{\text{ш}} - \Delta\varphi_{\text{мод}} \sin(\Omega_n t + 0,5\Omega_n \tau), \quad (13)$$

где $\varphi_{\text{ш}}$ — обусловлено шумами;

$$\Delta\varphi_{\text{мод}} = -2\Psi \sin \frac{\Omega_n}{2} T \quad \text{при}$$

$K_M = 59$ дБ (см. таблицу для Ч1-51)

и $\Psi = 0,002$, $\tau = 1$ с, $\Delta\varphi_{\text{мод}} = 0,114 \sin \Omega t$; при $\Omega t = -\frac{\pi}{2} \Delta\varphi_{\text{мод max}} = -0,114^\circ$.

Если шум белый с односторонней спектральной плотностью N_0 , то энергетический спектр шума $S_n(\omega) = \frac{N_0}{2}$ и, как показано у Витерби [5], энергетический спектр фазового шума

$$S_\varphi(\omega) = \frac{N_0}{2P^2} |K_n(i\omega)|^2. \quad (14)$$

Отсюда легко найти дисперсию фазовой погрешности, вызываемую шумом

$$\sigma_{\varphi_{\text{ш}}}^2 = \frac{N_0}{4\pi P^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(i\omega)|^2 d\omega = \frac{N_0}{2\pi P^2} \int_0^{\infty} |H(i\omega)|^2 d\omega. \quad (15)$$

Средняя квадратическая погрешность от шума (см. рис. 4, б)

$$\sigma_{\varphi_{\text{ш}}} \sqrt{\frac{N_0}{2\pi P^2} \int_0^{\infty} |H(i\omega)|^2 d\omega}. \quad (16)$$

Как показали эксперименты, фазовый шум и шум от сетевых помех примерно равны $\sigma_{\varphi_{\text{ш}}} = 0,03^\circ$ и $\sigma_{\text{с.ш}} = 0,04^\circ$.

Таким образом, максимальное значение погрешности установки на частоте, близкой к 50 МГц в режиме без пространственной коммутации

$$\Delta\omega'_0 = 0,1^\circ + 4,52^\circ + 0,1^\circ + 0,057^\circ + 0,114^\circ + 3\sqrt{0,03^2 + 0,04^2} = 5,074^\circ;$$

в режиме с пространственной коммутацией

$$\Delta\varphi_0 = \Delta\varphi'_0 - \Delta\varphi_{\text{вц}} = 5,07^\circ - 4,52^\circ \approx 0,55^\circ.$$

Одним из самых трудновыполнимых узлов является круговой фазовращатель, работающий на частоте 5 МГц. Однако возможно изменение сдвига фазы и без фазовращателей. Для этого надо замкнуть блок ЦИФ, а введение сдвига фаз осуществлять перестройкой младших разрядов изменения частоты синтезатора. Тогда приращение фазового сдвига

$$\varphi_{\text{в}} = \int_0^t (\omega_{1\text{вс}} - \omega_{2\text{вс}}) dt,$$

где $\omega_{1\text{вс}} \neq \omega_{2\text{вс}}$ — выходные частоты синтезаторов; $\omega_{2\text{вс}} = \omega_{1\text{вс}} + \Delta\omega$; $t = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\Delta\omega}$ — время, в течение которого синтезаторы $СЧ_1$ и $СЧ_2$ работают на разных частотах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д., Галахова О. П. Фазоизмерительные устройства непосредственной оценки. НТО Приборпром, М., 1965.
2. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
3. Благов В. А. и др. Аппаратура для частотных и временных измерений. «Советское радио», 1971.
4. Кудряшов В. В., Кравченко С. А. и др. Коммутационный фазометр с цифровым логометром. Труды II научно-исслед. конференции по коммутационно-модуляционным преобразователям. Изд. Львовского политехнического института. Львов, 1971.
5. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи. «Советское радио», 1970.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

УДК 621.372.852.22.088

В. А. ВОЛ, Е. Д. КОЛТИК, И. К. ПОЗДНЯКОВ, Л. В. ТИШКИНА

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНДУКЦИОННЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

Для создания сдвига фаз между двумя синусоидальными напряжениями в настоящее время широко используются индукционные фазовращатели с пульсирующим полем. Эти фазовращатели, позволяющие плавно регулировать сдвиг фазы в пределах от 0 до 360° , имеют частотный диапазон от сотен герц до единиц мегагерц и коэффициент передачи 0,5—0,7. Все это обусловило их широкое применение в измерительной технике и телеметрии. Эквивалентная электрическая схема фазовращателя приведена на рис. 1, а соответствующая ей идеализированная векторная диаграмма — на рис. 2.

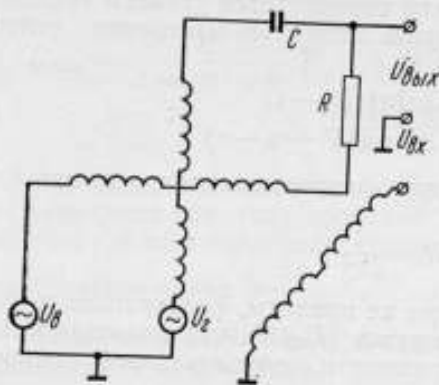


Рис. 1

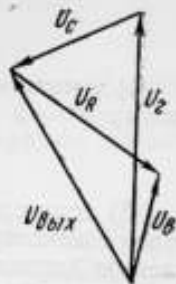


Рис. 2

В идеальном фазовращателе должны выполняться следующие соотношения:

$$\begin{aligned} u_n &= U \sin \omega t \cdot \sin(45^\circ - \alpha); \\ u_r &= U \sin \omega t \cdot \cos(45^\circ - \alpha); \\ U_R &= U; \\ I_k &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь α — угол поворота ротора относительно оси статора. Как видно из векторной диаграммы, при выполнении условий (1) выходное напряжение фазовращателя

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \frac{\vec{U}_n + \vec{U}_r}{2} - j \frac{\vec{U}_n - \vec{U}_r}{2}. \quad (2)$$

Отсюда легко получить

$$u_{\text{вых}} = \frac{U}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \alpha). \quad (3)$$

Следовательно, выходное напряжение идеального фазовращателя имеет постоянную амплитуду и сдвинуто на угол α относительно входного напряжения. На практике соотношения (1) выполняются лишь приближенно, а именно:

1) напряжения в обмотках равны друг другу по амплитуде лишь с некоторой конечной точностью

$$U_r = KU_n \quad (K \approx 1); \quad (4)$$

2) фазы напряжений в обмотках могут несколько различаться

$$\left. \begin{aligned} u_n &= U \sin \omega t \cdot \sin(45^\circ - \alpha) \\ u_r &= U \sin(\omega t + \gamma) \cos(45^\circ - \alpha) \end{aligned} \right\}; \quad (5)$$

3) обмотки статора лишь приблизительно ортогональны, так как точность их расположения определяется уровнем технологического процесса и достигнутой точностью измерения угловых величин:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= U \sin \omega t \sin(45^\circ - \alpha) \\ u_r &= U \sin \omega t \cos(45^\circ - \alpha - \varepsilon) \end{aligned} \right\}; \quad (6)$$

4) точная настройка контура фазовращателя невозможна, поэтому

$$R \approx \frac{1}{\omega C}; \quad (7)$$

5) если специальные меры не приняты, фазовращатель работает с некоторым током нагрузки ($I_n \neq 0$), что приводит к появлению дополнительной погрешности, обусловленной падением напряжений в его обмотках.

Рассмотрим, как влияет неточное соблюдение условия (1) на погрешность фазовращателя.

1. Погрешность за счет неравенства напряжений в обмотках статора. Имеем:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= U \sin \omega t \cdot \sin(\pi/4 - \alpha) \\ u_r &= KU \sin \omega t \cdot \cos(\pi/4 - \alpha) \\ K &= \operatorname{tg}(\pi/4 + \delta) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Отсюда $\delta \approx \frac{K-1}{K+1} \approx \frac{K-1}{2}$.

Из векторной диаграммы для реального фазовращателя (рис. 3)

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n - \vec{R} \vec{I}_r$$

$$\vec{U}_R = \vec{I}_r R,$$

где \vec{I}_r — ток в настраиваемом контуре. Очевидно

$$\vec{U}_R = \frac{\vec{U}_n - \vec{U}_r}{\vec{Z}} \cdot R,$$

где

$$\vec{Z} = R - j \frac{1}{\omega C}.$$

Тогда

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n (1 - R|\vec{Z}|) + \vec{U}_r \cdot R|\vec{Z}|.$$

При точной настройке контура $\omega RC = 1$

$$\frac{R}{\vec{Z}} = \frac{\omega RC}{\omega RC - j} = \frac{1 + j}{2}$$

Следовательно,

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n \cdot \frac{1 - j}{2} + \vec{U}_r \cdot \frac{1 + j}{2};$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{U}{2 \cos(45^\circ + \delta)} \sqrt{1 + 2\delta \sin 2\alpha} \sin \left[\omega t + \operatorname{arctg} \times \right. \\ \left. \times \frac{\sin(\alpha + \delta)}{\cos(\alpha - \delta)} \right].$$

Как следует из выражения (9), при неравенстве напряжений на статорных обмотках выходное напряжение фазовращателя изменяется по амплитуде с двойной частотой, причем амплитуда примерно равна $\frac{K-1}{2}$.

Определим погрешность фазовращателя за счет неравенства напряжений на обмотках

$$\Delta \varphi_{\alpha} = \alpha - \operatorname{arctg} \frac{\sin(\alpha + \delta)}{\cos(\alpha - \delta)}.$$

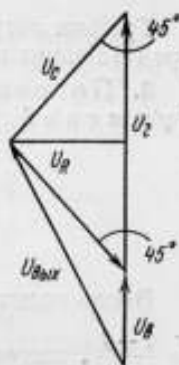


Рис. 3

Найдем характерные точки графика погрешности. Очевидно

$$\Delta\varphi_k = 0 \text{ при } \operatorname{arctg} \frac{\sin(\alpha + \delta)}{\cos(\alpha - \delta)} = \alpha.$$

Следовательно, погрешность за счет неравенства напряжений в обмотках равна нулю при $\alpha = \pi/4 \pm k\pi/2$. Очевидно, максимальная погрешность имеет место при $\alpha = k\pi/2$ (поскольку закон ее изменения гармонический) и равна

$$|\Delta\varphi_k|_{\max} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{\cos \delta}{\sin \delta} \approx \delta.$$

График погрешности и изменение выходного напряжения представлены на рис. 4, а.

2. Погрешность за счет несинфазности напряжений в обмотках статора. Из (5) имеем:

$$u_n = U \sin \omega t \cdot \sin(\pi/4 - \alpha);$$

$$u_r = U \sin(\omega t + \gamma) \cos(\pi/4 - \alpha);$$

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n (1 - R/\vec{Z}) + \vec{U}_r \cdot R/\vec{Z}.$$

Вновь подставляя в это выражение $1 - \frac{R}{Z} = \frac{1-J}{2}$; $\frac{R}{Z} = \frac{1+J}{2}$, получим

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \frac{U}{2} \{ [\sin \omega t - \cos \omega t] \sin(\pi/4 - \alpha) + \\ &+ [\sin(\omega t + \gamma) + \cos(\omega t + \gamma)] \cos(\pi/4 - \alpha) \} \approx \\ &\approx \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \gamma \cos 2\alpha} \sin \left[\omega t + \frac{\gamma}{2} + \operatorname{arctg} \frac{\sin \alpha \cdot \sin(\pi/4 + \gamma/2)}{\cos \alpha \cdot \cos(\pi/4 + \gamma/2)} \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, при несинфазности напряжений в обмотках статора выходное напряжение изменяется по амплитуде с двойной частотой, причем величина отклонения напряжения от среднего значения в первом приближении равна $\gamma/2$.

Погрешность (с учетом того, что постоянный сдвиг, равный $\gamma/2$, может быть учтен при установке начала отсчета)

$$\Delta\varphi_\gamma = \alpha - \operatorname{arctg} \frac{\sin \alpha \cdot \sin(\pi/4 + \gamma/2)}{\cos \alpha \cdot \cos(\pi/4 + \gamma/2)}. \quad (10)$$

Погрешность равна нулю при

$$\cos \alpha = 0 \quad (\alpha = \pm \pi/2 \pm k\pi);$$

$$\sin \alpha = 0 \quad (\alpha = \pm k\pi).$$

Следовательно, максимум погрешности имеет место при $\alpha = \pm \pi/4 \pm k\pi$. Подставляя это значение α в (10), будем иметь

$$|\Delta\varphi_\gamma|_{\max} = \left| \frac{\pi}{4} - \operatorname{arctg} \frac{\sin(\pi/4 + \gamma/2)}{\cos(\pi/4 + \gamma/2)} \right| = \left| \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} + \frac{\gamma}{2} \right| = \frac{\gamma}{2}.$$

Графики погрешности и величины отклонения амплитуды выходного напряжения от среднего значения представлены на рис. 4, б.

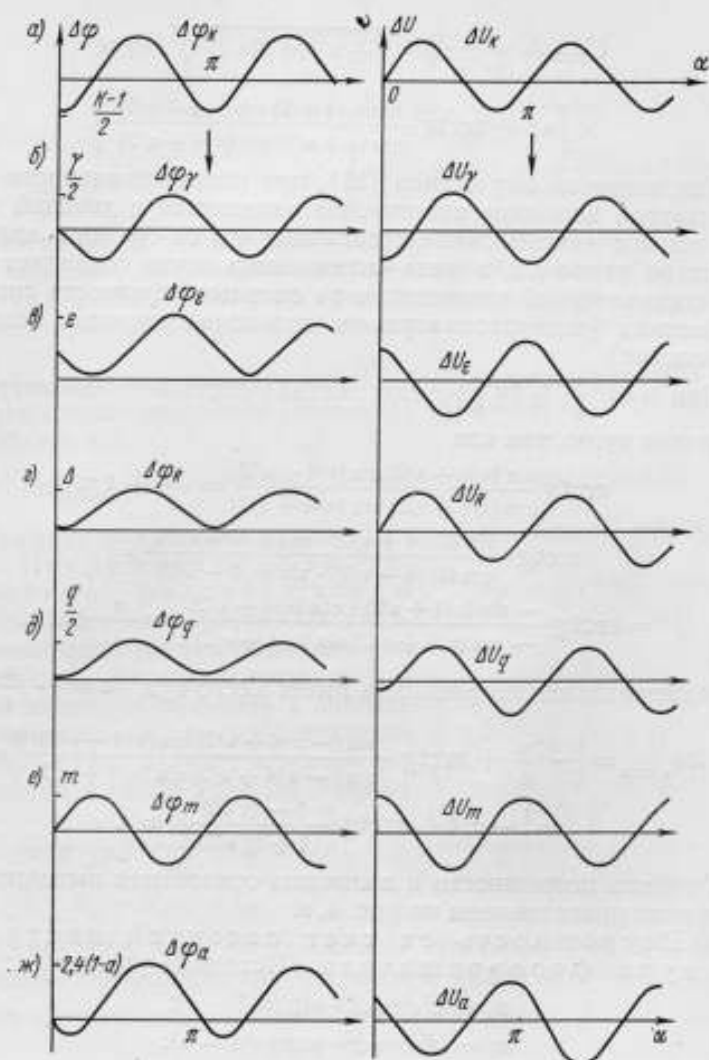


Рис. 4

3. Погрешность за счет неортогональности обмоток статора. Исходные уравнения могут быть представлены в виде:

$$u_{\alpha} = U \sin \omega t \cdot \sin(\pi/4 - \alpha);$$

$$\begin{aligned}
 u_r &= U \sin \omega t \cos (\pi/4 - \alpha - \varepsilon); \\
 \vec{U}_{\text{вмх}} &= \vec{U}_n \frac{1 - \vec{J}}{2} + \vec{U}_z \frac{1 + \vec{J}}{2}; \\
 U_{\text{вмх}} &\approx \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \varepsilon \cos (2\alpha + \varepsilon)} \sin \times \\
 &\times \left[\omega t + \text{arctg} \frac{\sin (\alpha + \varepsilon/2) \cos (\pi/4 + \varepsilon/2)}{\cos (\alpha + \varepsilon/2) \sin (\pi/4 + \varepsilon/2)} \right]. \quad (11)
 \end{aligned}$$

Как видно из выражения (11), при неортогональности обмоток статора выходное напряжение изменяется с двойной частотой, причем максимальное отклонение его от среднего значения примерно равно $\varepsilon/2$, а фаза «изменений» почти совпадает с фазой, составляющей напряжение за счет несинфазности сигналов в обмотках (если рассматривать только абсолютные величины отклонения).

При $\alpha = \frac{\pi}{4} + k\pi$ рассматриваемая составляющая погрешности равна нулю, так как

$$\begin{aligned}
 \text{arctg} \frac{\sin (\pi/4 + \varepsilon/2) \cos (\pi/4 + \varepsilon/2)}{\cos (\pi/4 + \varepsilon/2) \sin (\pi/4 + \varepsilon/2)} &= \frac{\pi}{4} + k\pi; \\
 \text{arctg} \frac{\sin (5\pi/4 + \varepsilon/2) \cdot \cos (\pi/4 + \varepsilon/2)}{\cos (5\pi/4 + \varepsilon/2) \cdot \sin (\pi/4 + \varepsilon/2)} &= \\
 = \text{arctg} \frac{-\sin (\pi/4 + \varepsilon/2) \cdot \cos (\pi/4 + \varepsilon/2)}{-\cos (\pi/4 + \varepsilon/2) \sin (\pi/4 + \varepsilon/2)} &= \frac{\pi}{4} + k\pi.
 \end{aligned}$$

Максимальная погрешность имеет место при $\alpha = -\frac{\pi}{4} + k\pi$

$$\begin{aligned}
 |\Delta \varphi_r|_{\text{max}} &= \left| -\frac{\pi}{4} + \text{arctg} \frac{\sin (-\pi/4 + \varepsilon/2) \cos (\pi/4 + \varepsilon/2)}{\cos (-\pi/4 + \varepsilon/2) \sin (\pi/4 + \varepsilon/2)} \right| = \\
 &= \left| -\pi/4 + \text{arctg} \left(\frac{1 - \text{tg} \varepsilon/2}{1 + \text{tg} \varepsilon/2} \right)^2 \right| \approx \varepsilon.
 \end{aligned}$$

Графики погрешности и величины отклонения выходного напряжения представлены на рис. 4, в.

4. Погрешность за счет неточной настройки контура фазовращателя. Исходные уравнения:

$$\begin{aligned}
 u_u &= U \sin \omega t \cdot \sin (\pi/4 - \alpha); \\
 u_r &= U \sin \omega t \cdot \cos (\pi/4 - \alpha); \\
 \vec{U}_{\text{вмх}} &= \vec{U}_n (1 - R|\vec{Z}) + \vec{U}_r \cdot R|\vec{Z}.
 \end{aligned}$$

Обозначим $\omega RC = b = 1 + \Delta$, где $\Delta \ll 1$ — относительная расстройка контура. Тогда

$$\frac{R}{\vec{Z}} = \frac{\omega RC}{\omega RC - \vec{J}} = \frac{b(b + \vec{J})}{b^2 + 1};$$

$$1 - \frac{R}{Z} = \frac{1 - \vec{j} \vec{b}}{b^2 + 1};$$

$$u_{\text{вых}} = U \sin \omega t \cdot \sin(\pi/4 - \alpha) \cdot \frac{1 - \vec{j} \vec{b}}{b^2 + 1} + \\ + U \sin \omega t \cdot \cos(\pi/4 - \alpha) \cdot \frac{b^2 + \vec{j} \vec{b}}{b^2 + 1} \approx \\ \approx \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \Delta \sin 2\alpha} \cdot \sin \left[\omega t + \text{arctg} \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha + \Delta \sin \alpha} \right]. \quad (12)$$

Как видно из выражения (12), при неточной настройке контура выходное напряжение фазовращателя изменяется по амплитуде с двойной частотой, причем относительная величина изменений примерно вдвое меньше относительной расстройки контура.

Составляющая погрешности воспроизведения фазового сдвига равна нулю при $\alpha = k\pi$ ($\sin \alpha = 0$); ($\text{tg} \alpha = 0$).

При $\alpha = \pi/2$

$$|\Delta \varphi_R|_{\text{max}} = \pi/2 - \text{arctg} \frac{1}{\Delta} = \pi/2 - (\pi/2 - \text{arctg} \Delta) = \Delta.$$

Графики полученных уравнений представлены на рис. 4, з.

5. Погрешность при нагружении фазовращателя. При подключении контура настройки непосредственно к обмоткам ток в обмотках фазовращателя может иметь заметную величину и вносить погрешность в воспроизводимый фазовый сдвиг. Для оценки этой погрешности в схеме (рис. 5) примем

$$R = \frac{1}{\omega C}; \quad \frac{\omega L_\Phi}{R} = q \ll 1;$$

$$R_1 = R_2 \ll \omega L_\Phi.$$

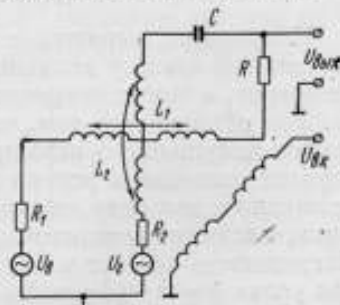


Рис. 5

Кроме того, хотя индуктивности статорных обмоток зависят от положения ротора, ориентировочно будем считать

$$L_1 + L_2 = L_\Phi = \text{const};$$

$$R_1 + R_2 = R_\Phi.$$

Исходное уравнение

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n - \vec{I}_k (R_1 + R + \vec{j} \omega L_1),$$

где $\vec{I}_k = \frac{\vec{U}_n - \vec{U}_r}{Z_{\text{полн}}}$ и

$$Z_{\text{полн}} = R + R_\Phi + \vec{j}(\omega L_\Phi - 1/\omega C).$$

Используя введенные обозначения и пренебрегая величинами, значительно меньшими q , легко получить

$$\vec{U}_{\text{вых}} \approx \vec{U}_n \left[1 - \frac{1 + \vec{j} \vec{q} / 2}{1 - \vec{j}(1 - q)} \right] + U_r \frac{1 + \vec{j} \vec{q} / 2}{1 - \vec{j}(1 - q)}$$

Подставляя в это выражение \vec{U}_n и \vec{U}_r из (1), находим

$$u_{\text{вых}} = \frac{U \sin \omega t}{2 - 2q + q^2} \{ [2 - 2q + q^2 - 1 + q/2 - q^2/2 - j(1 - q/2) \sin(\pi/4 - \alpha) + [1 - q/2 + q^2/2 + j(1 - q/2)] \cos(\pi/4 - \alpha)] \approx \frac{U}{\sqrt{2(1 - q + q^2/2)}} \times \\ \times \sqrt{(1/3/2q + 5/4q^2) + q \sqrt{1/2 - 5/4q + 3/2q^2} \sin(2\alpha - \arctg(1 - q/2 + q^2/2))} \sin \left[\omega t + \arctg \frac{(1 - q/2) \sin \alpha}{(1 - q + q^2) \cos \alpha + (q \sin \alpha)/2} \right]; \quad (13)$$

$$\arctg(1 - q/2 + q^2/2) \approx \frac{\pi}{4};$$

$$\Delta U = 0 \text{ при } \alpha \approx \pi/8.$$

Полученное выражение можно рассматривать лишь как качественную оценку величины и фазы изменения выходного напряжения, а также погрешности воспроизведения фазового сдвига. Это объясняется тем, что при расчете было сделано весьма грубое допущение о независимости индуктивности обмоток статора от положения ротора (индуктивности обмоток меняются примерно в два раза дважды при повороте ротора на 360°). Графики, иллюстрирующие выражение (13), приведены на рис. 4, д. Погрешность за счет нагружения фазовращателя равна нулю при углах $\alpha = k\pi$ ($\Delta\varphi_q = 0$). Максимальная погрешность задания фазового сдвига создается при углах $\pi/2$ и $3\pi/2$:

$$|\Delta\varphi_q|_{\text{max}} = |\Delta\varphi_q|_{\alpha=\pi/2} \approx \pi/2 - \arctg \frac{1 - q/2}{q/2} \approx \\ \approx \pi/2 - (\pi/2 - \arctg q/2) = q/2.$$

Как правило, исследованные фазовращатели обеспечивали хорошую экранировку обмоток статора друг от друга. Однако для полноты картины следует оценить также погрешности, обусловленные взаимным влиянием статорных обмоток. В этом случае в каждой из обмоток действуют напряжения:

$$u_n = U \sin \omega t [\sin(\pi/2 - \alpha) + m \cos(\pi/4 - \alpha)];$$

$$u_r = U \sin \omega t [\cos(\pi/4 - \alpha) + m \sin(\pi/4 - \alpha)],$$

где $m \ll 1$.

Используя (2), будем иметь

$$u_{\text{вых}} = \frac{U}{2} \{ \sin \omega t [\sin(\pi/4 - \alpha) + m \cos(\pi/4 - \alpha) + \cos(\pi/4 - \alpha) + m \sin(\pi/4 - \alpha)] + \cos \omega t [\cos(\pi/4 - \alpha) + m \sin(\pi/4 - \alpha) - \sin(\pi/4 - \alpha) - m \cos(\pi/4 - \alpha)] \} =$$

$$= \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{(1+m^2) + 2m \cos 2\alpha} \sin \left[\omega t + \arctg \frac{(1-m) \sin \alpha}{(1+m) \cos \alpha} \right]. \quad (14)$$

Как следует из (14), при наличии взаимных наводок между обмотками статора выходное напряжение изменяется с двойной частотой (амплитуда изменений напряжения примерно равна величине наводимого сигнала), а погрешность воспроизведения фазового сдвига равна нулю при $\alpha = k\pi/2$ и имеет экстремумы при $\alpha = \frac{\pi}{4} + \frac{k\pi}{2}$, причем

$$|\Delta \varphi_m|_{\text{max}} = \frac{\pi}{4} - \arctg \frac{1-m}{1+m} \approx \frac{\pi}{4} - \arctg \left[\text{tg} \left(\frac{\pi}{4} - m \right) \right] = m.$$

Графики, иллюстрирующие уравнение (14), приведены на рис. 4, е.

Рассмотрим способ уменьшения погрешности фазовращателя за счет включения последовательно с емкостью контура резистора (ΔR). Условия, при которых производится анализ:

$$\left. \begin{aligned} \frac{R'}{R' + \Delta R} &= a \\ R' + \Delta R &= R \\ \omega RC &= 1 \\ 1 - a &\ll 1 \end{aligned} \right\}. \quad (15)$$

Исходное уравнение

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n - a \vec{U}_r = \vec{U}_n - a \vec{I}_s R,$$

где

$$u_n = U \sin \omega t \cdot \sin(\pi/4 - \alpha),$$

$$u_r = U \sin \omega t \cdot \cos(\pi/4 - \alpha);$$

$$\vec{I}_s = \frac{\vec{U}_n - \vec{U}_r}{R - \vec{j} | \omega C }.$$

Отсюда

$$\vec{U}_{\text{вых}} = \vec{U}_n (1 - aR | \vec{Z}) + \vec{U}_r aU | \vec{Z}.$$

Поскольку

$$aR | Z = \frac{a}{2} (1 + \vec{j}) \quad \text{и} \quad 1 - \frac{aR}{Z} = 1 - \frac{a}{2} (1 + \vec{j}),$$

то

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}} &= U \left\{ \sin \omega t \left[\sin(\pi/4 - \alpha) - \frac{a}{2} \sin(\pi/4 - \alpha) + \right. \right. \\
 &+ \left. \frac{a}{2} \cos(\pi/4 - \alpha) \right] + \cos \omega t \left[\frac{a}{2} \cos(\pi/4 - \alpha) - \frac{a}{2} \sin(\pi/4 - \alpha) \right] \Big\} \approx \\
 &\approx \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \sqrt{2} (1-a) \sin(2\alpha - \pi/4)} \times \\
 &\times \sin \left(\omega t + \arctg \frac{a \sin \alpha}{\cos \alpha - (1-a) \sin \alpha} \right). \quad (16)
 \end{aligned}$$

Из выражения (16) видно, что при включении делителя в настраиваемый контур выходное напряжение фазовращателя изменяется с двойной частотой, причем фаза этих изменений сдвинута примерно на угол $\pi/8$ ($a \approx 1$) относительно начальной фазы выходного напряжения.

Погрешность воспроизведения фазы имеет нулевое значение при $\alpha = k\pi$ и $\alpha = \pi/4 + k\pi$.

Можно показать, что в первом приближении погрешность задания фазовых сдвигов

$$\begin{aligned}
 |\Delta\varphi_a|_{\text{экстр}} &\approx [(1-a) \operatorname{tg} \alpha]_{\alpha = \frac{\pi}{8} + k\pi} \text{ и } |\Delta\varphi_a|_{\text{max}} \approx \\
 &\approx |(1-a) \operatorname{tg} \alpha|_{\alpha = \frac{5\pi}{8} + k\pi} \approx 2,4(1-a).
 \end{aligned}$$

Графики, иллюстрирующие полученные выражения, приведены на рис. 4, ж.

Анализ составляющих погрешности индукционного фазовращателя от его параметров показывает, что настройка за счет изменения R не обязательно минимизирует погрешность фазовращателя. Учитывая, что от знака отклонения того или иного параметра фазовращателя от расчетного значения зависят и знаки соответствующих графиков, т. е. возможна перемена знака любой зависимости на обратный, можно прийти к следующим выводам:

1. Фазы составляющих модуляции выходного напряжения с точностью до знака совпадают при неточной настройке контура и неравенстве выходных напряжений обмоток. Между тем, составляющие погрешности задания фазы выходного напряжения, зависящие от тех же параметров, не совпадают по форме. Поэтому уменьшение изменений выходного напряжения за счет взаимной компенсации неравенства напряжений в обмотках и расстройки контура не приведет к полной компенсации погрешности.

2. Фазы составляющих модуляции выходного напряжения с точностью до знака и величин, значительно меньших $\pi/2$, совпадают также в случаях несинфазности напряжений в статорных

обмотках, неортогональности обмоток и взаимных наводок между статорными обмотками.

Если исключить из рассмотрения весьма малую погрешность за счет наводок между обмотками, то возможна довольно хорошая компенсация погрешностей, определяемых неортогональностью расположения обмоток, с помощью включения делителя в настраиваемый контур; в этом случае одновременно частично компенсируются и изменения выходного напряжения фазовращателя. Как показал опыт, составляющую погрешности несинфазности выходных напряжений компенсировать невозможно.

3. Составляющая модуляции выходного напряжения, определяемая нагружением фазовращателя, по фазе сдвинута примерно на $\pi/8$ относительно всех других напряжений и полностью не может быть компенсирована. Соответствующая составляющая погрешности наоборот легко компенсируется небольшой расстройкой контура (в сторону уменьшения R).

Следовательно, задачи минимизации погрешностей фазовращателя в полном объеме не могут быть решены с помощью одной регулировочной операции. Более того, при использовании фазовращателей «в чистом виде» (без развязывающих устройств) сопротивления фазосдвигающих цепочек, рекомендуемые техническими условиями, приводят к появлению в обмотках фазовращателей больших токов нагрузки. Эти токи вызывают погрешности, значительно превышающие допустимые (особенно на высокочастотных участках диапазонов работы фазовращателей, где величина q достигает 0,2 и более).

Экспериментальное исследование индукционных фазовращателей типа БИФ показало, что их погрешность может быть снижена до $0,3^\circ$ при использовании специальных схем.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

Ю. И. КАЗИМОВ, С. А. КРАВЧЕНКО,
В. Е. НОВОДЕРЕЖКИН, И. Х. ШОХОР

МЕТОД И СРЕДСТВА ИНДИКАЦИИ СИНФАЗНОСТИ И ПРОТИВОФАЗНОСТИ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Практикой применения двухфазных генераторов, используемых в качестве образцовых мер для поверки серийных фазометров [1], обусловлена разработка широкополосного индикатора для точной установки углов сдвига фаз, равных 0 и 180°. Индикатор необходим для того, чтобы поверка начиналась с установки нулевого угла сдвига фаз, так как по относительным приращениям невозможно определить систематическую погрешность из-за неидентичности каналов. Поскольку угол сдвига фаз можно измерить только путем обработки мгновенных значений гармонических сигналов, являющихся функцией частоты, то при разработке индикатора была поставлена цель найти такой метод, чтобы добиться возможно меньшей погрешности без перестройки элементов при работе в диапазоне частот 20 Гц—1 МГц. Высокоточные мостовые методы индикации углов 0 и 180°, требующие применения громоздкой аппаратуры и многократной перестройки элементов при изменении частоты сигналов, пригодны для калибровки образцовых мер высших разрядов и совершенно неприемлемы для поверки рабочих фазометров.

Принцип работы индикатора основан на вычитании нечетных гармоник и суммировании четных при прохождении сигналов через нелинейный элемент с вольт-амперной характеристикой, описываемой полиномом 2-й степени. На рис. 1 представлена структурная схема индикатора. Сигналы $u_{1нх}$ и $u_{2нх}$ с выходов двухфазного генератора (ДГ) поступают на вход индикатора. Входные каскады индикатора представляют собой амплитудно-фазовые корректоры (АФК), т. е. широкополосные RC-фазовращатели, с помощью которых добиваются идентичности каналов.

В одном из каналов включен инвертор И, «переворачивающий» сигнал $u_{1\text{вх}}$ на 180° . На входы двух нелинейных элементов (НЭ) подводятся сигналы

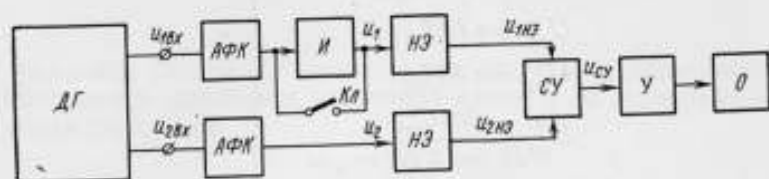


Рис. 1

подводятся сигналы

$$u_1 = -U_{m1} \sin \omega t; \quad (1)$$

$$u_2 = U_{m2} \sin(\omega t - \varphi). \quad (2)$$

Вольт-амперные характеристики НЭ описываются полиномами 2-й степени

$$i = I_0 + \alpha u + \beta u^2, \quad (3)$$

где I_0 — постоянная составляющая, устраняемая разделительной емкостью. Принимая нагрузочное сопротивление НЭ чисто активным и равным R , представим выходные сигналы с НЭ в таком виде:

$$u_{1\text{нэ}} = (\alpha u_1 + \beta u_1^2) R = \left(\frac{\beta U_{m1}^2}{2} - \alpha U_{m1} \sin \omega t - \frac{\beta U_{m1}^2}{2} \cos 2\omega t \right) R;$$

$$u_{2\text{нэ}} = (\alpha u_2 + \beta u_2^2) R =$$

$$= \left[\frac{\beta U_{m2}^2}{2} + \alpha U_{m2} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\beta U_{m2}^2}{2} \cos(2\omega t - 2\varphi) \right] R. \quad (4)$$

Эти сигналы подводятся к суммирующему устройству (СУ), выходной сигнал которого имеет вид

$$u_{\text{су}} = u_{1\text{нэ}} + u_{2\text{нэ}} = \frac{\beta R (U_{m1}^2 + U_{m2}^2)}{2} + \alpha R U_{m1} \sin \omega t - \\ - \alpha R U_{m2} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\beta R U_{m1}^2}{2} \cos(2\omega t - 2\varphi). \quad (5)$$

Обозначив

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= \frac{\beta R (U_{m1}^2 + U_{m2}^2)}{2} \\ U'_{m1} &= \alpha R U_{m1} \\ U'_{m2} &= \alpha R U_{m2} \\ U''_{m1} &= \frac{\beta R U_{m1}^2}{2} \\ U''_{m2} &= \frac{\beta R U_{m2}^2}{2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

и учитывая, что постоянная составляющая U_0 , возникающая за счет перераспределения энергии в спектре колебаний, проходящих через НЭ, устраняется с помощью разделительных емкостей, перепишем выражение (5) следующим образом:

$$\begin{aligned} u_{cy} &= U'_{m1} \sin \omega t - U'_{m2} \sin(\omega t - \varphi) - \\ &- U'_{m1} \cos 2\omega t - U'_{m2} \cos(2\omega t - 2\varphi). \end{aligned} \quad (7)$$

После преобразований выражения (7) получим

$$\begin{aligned} u_{cy} &= \sqrt{(U'_{m1})^2 + (U'_{m2})^2 - 2U'_{m1} U'_{m2} \cos \varphi} \times \\ &\times \cos \left(\omega t - \operatorname{arctg} \frac{U'_{m2} \sin \varphi}{U'_{m1} - U'_{m2} \cos \varphi} \right) - \\ &- \sqrt{(U''_{m1})^2 + (U''_{m2})^2 + 2U''_{m1} U''_{m2} \cos 2\varphi} \times \\ &\times \cos \left(2\omega t - \operatorname{arctg} \frac{U''_{m2} \sin 2\varphi}{U''_{m1} + U''_{m2} \cos 2\varphi} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Обозначив

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \sqrt{(U'_{m1})^2 + (U'_{m2})^2 - 2U'_{m1} U'_{m2} \cos \varphi} \\ a_2 &= \sqrt{(U''_{m1})^2 + (U''_{m2})^2 + 2U''_{m1} U''_{m2} \cos 2\varphi} \\ \psi_1 &= \operatorname{arctg} \frac{U'_{m2} \sin \varphi}{U'_{m1} - U'_{m2} \cos \varphi}; \quad \psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{U''_{m2} \sin 2\varphi}{U''_{m1} + U''_{m2} \cos 2\varphi} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

получим выражение для выходного сигнала СУ

$$u_{cy} = a_1 \cos(\omega t - \psi_1) - a_2 \cos(2\omega t - \psi_2). \quad (10)$$

Рассмотрим случай равенства амплитуд входных сигналов $U_{m1} = U_{m2}$ и равенства нулю угла сдвига фаз между ними $\varphi = 0$.

При идентичности каналов индикатора

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= 0 \\ a_2 &= 2U_m'' \\ \psi_2 &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (11)$$

Выходной сигнал CU представляет собой в данном случае гармоническое колебание удвоенной частоты по сравнению с входными сигналами

$$u_{cy} = 2U_m'' \cos 2\omega t. \quad (12)$$

Это колебание через усилитель U поступает на экран осциллографа O . По максимуму второй гармоники можно судить о равенстве нулю угла сдвига фаз и равенстве между собой амплитуд входных сигналов. При небольших отклонениях от этих условий вторая гармоника на экране O принимает вид амплитудно-модулированного колебания с частотой модулирующего сигнала, равной ω . Используя понятие аналитического сигнала [2], можно выяснить характер этой модуляции и определить чувствительность индикатора к амплитудным и фазовым отклонениям. Для этого представим сигнал на выходе CU в виде колебания, модулированного по амплитуде и фазе. Для сигнала, определяемого выражением (10), сопряженный по Гильберту сигнал можно записать так

$$\bar{u}_{cy} = a_1 \sin(\omega t - \psi_1) - a_2 \sin(2\omega t - \psi_2). \quad (13)$$

При этом аналитический сигнал имеет вид

$$S(t) = \sqrt{u_{cy}^2 + \bar{u}_{cy}^2} \cos\left(2\omega t + \arctg \frac{\bar{u}_{cy}}{u_{cy}}\right). \quad (14)$$

Модуляция второй гармоники по фазе при визуальном наблюдении ее на экране осциллографа незаметна, поэтому в дальнейшем анализируется только поведение огибающей.

Рассмотрим выражение для огибающей

$$C(t) = \sqrt{u_{cy}^2 + \bar{u}_{cy}^2}. \quad (15)$$

Подставив (10) и (13) в (15) и произведя элементарные преобразования, получим

$$C(t) = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 - 2a_1a_2 \cos(\omega t + \psi_1 - \psi_2)}. \quad (16)$$

Перепишем это выражение в следующем виде:

$$C(t) = \sqrt{a_2^2 \left[1 + \frac{a_1^2}{a_2^2} - 2 \frac{a_1}{a_2} \cos(\omega t + \psi_1 - \psi_2) \right]}. \quad (17)$$

Дальнейший анализ проводится для случая малых углов $\varphi \approx 0$ и близких по величине амплитуд $U_{m1} \approx U_{m2}$. Как видно из выражения (7), первые гармоники вычитаются, а вторые — сумми-

руются в CY . Подставив (9) в (17), раскроем выражение огибающей и учитывая, что $a_2 \gg a_1$ и $\frac{a_1^2}{a_2^2} \ll 1$, будем иметь

$$C(t) = \sqrt{[(U'_{m1})^2 + (U'_{m2})^2 + 2U'_{m1}U'_{m2}\cos 2\varphi]} \times \\ \times \left\{ 1 - 2 \frac{\sqrt{(U'_{m1})^2 + (U'_{m2})^2 - 2U'_{m1}U'_{m2}\cos \varphi}}{\sqrt{(U'_{m1})^2 + (U'_{m2})^2 + 2U'_{m1}U'_{m2}\cos 2\varphi}} \cos \left(\omega t + \right. \right. \\ \left. \left. + \operatorname{arctg} \frac{U'_{m2} \sin \varphi}{U'_{m1} - U'_{m2} \cos \varphi} - \operatorname{arctg} \frac{U'_{m2} \sin 2\varphi}{U'_{m1} + U'_{m2} \cos 2\varphi} \right) \right\}. \quad (18)$$

В случае $U'_{m1} = U'_{m2} = U'_m$ и $U''_{m1} = U''_{m2} = U''_m$, а $\varphi \approx 0$ имеем

$$C(t) = 2U''_m \cos \varphi \sqrt{1 - 2 \frac{U'_m \sin \varphi / 2}{U''_m \cos \varphi} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right)}. \quad (19)$$

Очевидно, что второй член подкоренного выражения близок к нулю. Воспользовавшись известным приближенным равенством для бесконечно малых

$$\sqrt{1 - \alpha} \approx 1 - \frac{1}{2} \alpha, \quad (20)$$

получим

$$C(t) = 2U''_m \cos \varphi \left[1 - \frac{U'_m \sin \varphi / 2}{U''_m \cos \varphi} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) \right]. \quad (21)$$

Как следует из (21), колебание на выходе CY модулировано по амплитуде с частотой входных сигналов ω и коэффициентом модуляции

$$M_\varphi = \frac{U'_m \sin \varphi / 2}{U''_m \cos \varphi}. \quad (22)$$

На экране осциллографа в этом случае наблюдается колебание вида

$$I_\varphi(t) = 2KU''_m \cos \varphi \left[1 - M_\varphi \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) \right] \cos 2\omega t, \quad (23)$$

где K — коэффициент передачи от CY к O . Таким образом, глубина модуляции при малых φ пропорциональна $\sin \varphi / 2$. При $\varphi = 0$, $U'_{m1} \approx U'_{m2}$, $U''_{m1} \approx U''_{m2}$, получим

характеристики $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$ каждой из половин лампы 6НЗП подобраны таким образом, чтобы амплитуда второй гармоники составляла около двух с половиной процентов от амплитуды первой гармоники. Катодный повторитель необходим потому, что все гармоники выше второй пренебрежимо малы для динамической характеристики $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$. Первые гармоники взаимно компенсируются на общем катодном сопротивлении, а вторые — суммируются и после усиления поступают на экран осциллографа.

Колебание на экране осциллографа при $\varphi = 0$ и $U_{m1} = U_{m2}$ представляют собой синусоиду (в миллиметрах)

$$l(t) = 2K_{\text{ус}} K_{\text{осц}} S_{\text{элт}} U_m'' \cos 2\omega t, \quad (28)$$

где $K_{\text{ус}}$ — коэффициент усиления усилителя; $K_{\text{осц}}$ — коэффициент усиления осциллографа; $S_{\text{элт}}$ — крутизна характеристики электронно-лучевой трубки.

Очевидно, что $K = K_{\text{ус}} K_{\text{осц}} S_{\text{элт}}$. Определим размер колебания по вертикали на экране ЭЛТ при подаче на вход индикатора сигналов с амплитудами $U_{m1} = U_{m2} = 10$ В и $\varphi = 0$. Пренебрегая потерями в АФК, будем считать $U_m' = U_{m2}' = 10$ В и $U_{m1}'' = U_{m2}'' = 0,25$ В (т. е. 2,5% от U_m'). Коэффициент передачи K при работе подбирается примерно равным 50 мм/В. Размер колебаний по вертикали на ЭЛТ при этих условиях равен удвоенной амплитуде колебания (28)

$$L = 2 \cdot 2KU_m'' = 4 \cdot 50 \cdot 0,25 = 50 \text{ мм.}$$

При рассогласовании по фазе $\varphi = 0,1^\circ$ возникает амплитудная модуляция с коэффициентом

$$M_\varphi = \frac{U_m'' \sin \varphi/2}{U_m'' \cos \varphi} \approx \frac{10 \cdot 0,0009}{0,25} = 0,036.$$

Размер модулирующего колебания по вертикали на ЭЛТ

$$L_\varphi = LM_\varphi = 50 \cdot 0,036 = 1,8 \text{ мм.}$$

При рассогласовании по амплитуде

$$U_{m1}' - U_{m2}' = 0,01 \text{ В}$$

возникает амплитудная модуляция с коэффициентом

$$M_u = \frac{U_{m1}' - U_{m2}'}{U_{m1}'' + U_{m2}''} \approx \frac{0,01}{0,25 + 0,25} = 0,02.$$

Размер модулирующего колебания по вертикали ЭЛТ

$$L_u = LM_u = 50 \cdot 0,02 = 1 \text{ мм.}$$

Величины L_φ и L_u определяют чувствительность индикатора к соответствующим рассогласованиям. Визуально их можно на-

блюдают на ЭЛТ как разницу между величинами амплитуд соседних полуволн.

Метод индикации синфазности реализуется следующим образом. Входы индикатора объединяют и подают на них сигнал с одного из выходов двухфазного генератора. Регулируя поочередно АФК в обоих каналах индикатора, добиваются появления немодулированной второй гармоники на экране осциллографа. При этом, поскольку $U_{m1} = U_{m2} = U_m$ и $\varphi = 0$, можно прийти к выводу об идентичности каналов индикатора. Далее на разомкнутые входы индикатора подаются сигналы с выходов двухфазного генератора и, регулируя фазовращатель двухфазного генератора, вновь добиваются появления немодулированной второй гармоники на экране осциллографа. Этот момент означает $\varphi = 0$ и $U_{m1} = U_{m2}$.

При индикации угла сдвига фаз $\varphi = 180^\circ$ необходимо после установления идентичности каналов индикатора отключить H с помощью ключа K_1 (см. рис. 1) и одновременной регулировкой амплитуды U_{m1} и фазы на выходах двухфазного генератора добиться появления немодулированной второй гармоники.

В заключение отметим возможность повышения чувствительности индикатора за счет увеличения коэффициента модуляции при уменьшении амплитуды второй гармоники и соответствующем увеличении K . Однако для этого необходимо, чтобы искажения в каналах двухфазного генератора были значительно меньше искажений, вносимых НЭ.

Экспериментальные исследования индикатора, проведенные на калибраторах фазы СФ-2М [3] и КФ-1П показали возможность индикации нуля фазы с чувствительностью по фазе 0,05—0,06 градус/мм на частотах от 20 Гц до 50 кГц и 0,09—0,1 градус/мм на частотах до 1 МГц без перестройки элементов схемы. По амплитуде чувствительность равна 6—7 мВ/мм. Фазоиндикатор нуля типа ФИНС-2 используется при проверке электронных фазометров Ф2-1, Ф2-4, Ф2-7, Ф2-8, а его модификация ФИНС-2М с встроенным осциллографом С1-49 переведена для промышленного освоения в целях комплектования серийно выпускаемого калибратора фазы типа Ф1-2, который успешно прошел государственные приемочные испытания установочной серии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. «Советское радио», 1969.
3. Кравченко С. А. Эталон фазы на фиксированные значения частот. Авт. свид. № 330399, «Бюлл. изобр.», 1972, № 8.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

КАЛИБРАТОРЫ ФАЗЫ С ПЛАВНЫМИ ЕМКОСТНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ДЛЯ ШИРОКОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Калибраторы фазы используются для поверки, градуировки и аттестации серийных и несерийных электронных фазометров [1].

Известно, что напряжения на входе фазометров могут изменяться в широких пределах, причем фазовый сдвиг не должен получать ложных приращений. Так, например, прецизионный фазометр типа 405 фирмы «AD-YU Electronics Inc» (США) [2] допускает работу в диапазоне амплитуды от 90 до 0,3 В (50 дБ) с погрешностью 0,25°. Основная масса фазометров имеет диапазон перепада 40 дБ [3, 4]. Калибраторы фазы должны, следовательно, воспроизводить такие же перепады напряжений*. Однако при этом возможно внесение существенных систематических погрешностей, называемых амплитудно-фазовыми погрешностями (АФП) из-за наличия в выходных цепях калибраторов фазы амплитудно-фазовых зависимостей. Естественно стремление разработчиков образцовой аппаратуры исключить или уменьшить АФП.

Использование переменных емкостных делителей напряжения дает возможность создать калибраторы фазы для широкой полосы частот с погрешностями порядка десятых долей градуса. Поверяемый фазометр $ПФ$ включается на выходные зажимы калибратора фазы $КФ$, напряжение на которых измеряется вольтметром $В$ (рис. 1). Калибратор фазы состоит из фазозадающего узла $ФУ$, плавных емкостных делителей напряжения $ПЕД_{1-2}$ и

* В литературе встречается выражение «перекос напряжений», однако авторы предпочитают не придерживаться данного термина.

образцового фазоизмерительного устройства (ОФИУ) с погрешностью $0,1^\circ$.

Идея снижения АФП у калибратора фазы заключается в том, чтобы создать «фазонесдвигающие» емкостные делители напряжения и ОФИУ заставить работать на неизменных уровнях, а при введении определенного ослабления калибратора фазы (КФ) необходимо подстраивать ФУ до того же значения, что и было до введения ослабления, т. е. чтобы ОФИУ показал то же самое значение, что и до ослабления в этом канале. Таким образом, очевидно, что вся амплитудно-фазовая погрешность КФ будет определяться погрешностью плавных емкостных делителей, включенных своими выходами ко входам ОФИУ.

Рассмотрим фазовую погрешность, вносимую плавным емкостным делителем (рис. 2, а), эквивалентная схема которого представлена на рис. 2, б.

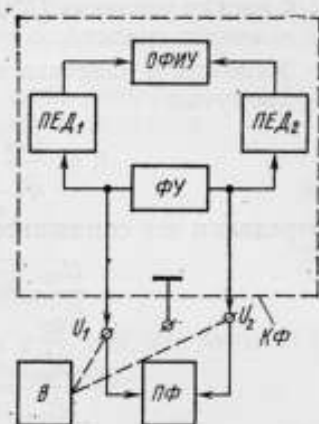


Рис. 1. Блок-схема калибратора фазы с поверяемым по нему фазометром

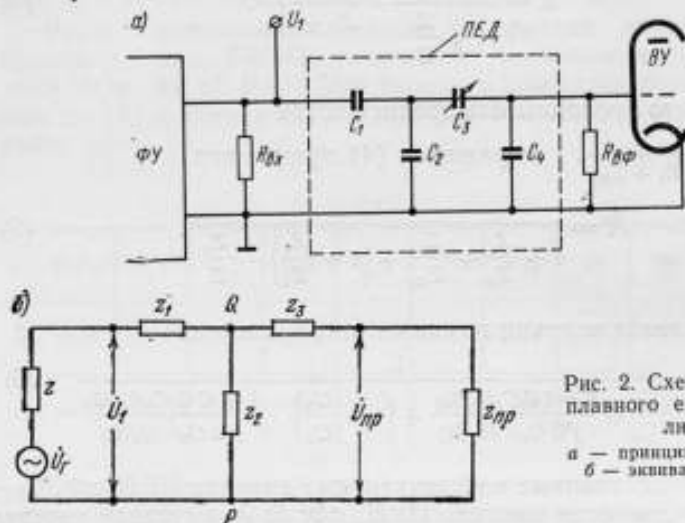


Рис. 2. Схема включения плавного емкостного делителя:

а — принципиальная схема;
б — эквивалентная схема

Комплексный коэффициент передачи схемы (рис. 2, б) по напряжению

* В. А. Вол, С. А. Кравченко, С. И. Чистяков. Двухканальный фазометр для высоких частот. Авт. свид. № 310194. «Бюлл. изобр.», 1971, № 23.

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{np}}{\dot{U}_1}, \quad (1)$$

где \dot{U}_{np} — напряжение сигнала на входе приемника энергии (1-й каскад усиления ОФНУ); \dot{U}_1 — напряжение сигнала на входе плавного емкостного делителя.

Умножив и разделив выражение (1) на \dot{U}_{Qp} (напряжение на Z_2), получим

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{np}}{\dot{U}_1} \cdot \frac{\dot{U}_{Qp}}{\dot{U}_{Qp}} = \frac{\dot{U}_{np}}{\dot{U}_{Qp}} \cdot \frac{\dot{U}_{Qp}}{\dot{U}_1}. \quad (2)$$

Определим эти сомножители по отдельности

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{U}_{np}}{\dot{U}_{Qp}} &= \frac{Z_{np}}{Z_3 + Z_{np}} \\ \frac{\dot{U}_{Qp}}{\dot{U}_1} &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Подставив (3) в (2), получим

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} \cdot \frac{Z_{np}}{Z_3 + Z_{np}}. \quad (4)$$

Учитывая, что проводимость средней ветви

$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3 + Z_{np}}$, выражение (4) примет вид

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_{np}} + \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) \cdot \frac{Z_3}{Z}}. \quad (5)$$

При подстановке величин из схемы рис. 2, а имеем

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{1 + i\Omega C_4 R_2(\Omega)}{j\Omega C_1 \cdot R_2(\Omega)} + \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \cdot \frac{1 + C\Omega C_4 R_2(\Omega)}{j\Omega C_3 \cdot R_2(\Omega)}}, \quad (6)$$

где C_1, C_2 — постоянные конструктивные емкости ПЕД, пФ, C_3 — переменная линейная емкость ПЕД, пФ; Ω — круговая частота сигнала, 1/с; $C_4 = C_{вх. \text{ уу}} + C_{вх. \text{ пед}} + C_{м.}$ пФ — суммарная емкость нагрузки, состоящей из входной емкости входного усилителя; выходной емкости емкостного делителя и емкости монтажа;

$$R_2(\Omega) = \frac{R_c \cdot R_n(\Omega)}{R_c + R_n(\Omega)} \quad (7)$$

входное сопротивление приемника, складывающееся из R_c — сопротивления утечки лампы входного усилителя и $R_b(\Omega)$ — входного сопротивления сетки лампы входного усилителя.

Выражение (5) можно представить в таком виде

$$K = \frac{1}{m + in} = K \cdot e^{i\varphi}, \quad (8)$$

где m и n — вещественная и мнимая части коэффициента передачи; K и φ — модуль и фаза коэффициента передачи.

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{n}{m}\right); \quad (9)$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{m^2 + n^2}}. \quad (10)$$

Определим входное сопротивление (7) с учетом, что входное активное сопротивление лампы в диапазоне частот

$$R_b(\Omega) = \frac{\beta}{F^2}, \quad (11)$$

где β — коэффициент, зависящий от конструкции электродов лампы и ее рабочего режима; F — частота, МГц.

Расчет проведем для пентода с короткой характеристикой, например, для 6Ж9П, имеющей в типовом режиме $\beta = 19 \text{ МОм} \cdot \text{МГц}^2$. Величины входного сопротивления, рассчитанные по (7) с учетом (11) и при $R_c = 510 \text{ кОм}$, представлены в табл. 1.

Таблица 1

F , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10	20	50	100
R_b , кОм	$19 \cdot 10^5$	$47 \cdot 10^4$	$75 \cdot 10^3$	$19 \cdot 10^3$	$47 \cdot 10^2$	$75 \cdot 10^1$	190	47	7,5	1,9
R_2 , кОм	510	510	510	510	468	300	134	43	7,2	1,9

Определим приращение фазы $\Delta\varphi$ относительно угла сдвига, определяемое «погрешностью включения» при полностью введенном C_3 , полагая для упрощения, что $C_1 = C$; $C_2 = 0,52 C$ и C_3 изменяется в 120 раз (41,6 дБ), т. е. допустим от $0,0083 C \dots 0,9 C$ и до $C_3 = C$, в диапазоне частот 0,1—100 МГц и диапазоне затуханий емкостного делителя 0—40 дБ (учитывая влияние уменьшения перекрытия из-за C_4).

Положим $C=18$ пФ. Коэффициент передачи и фазовый сдвиг в этом случае будут

$$K = \frac{1}{M_{x_c} + \frac{N_{x_c}}{i \Omega C R_2(\Omega)}}; \quad (12)$$

$$\varphi = -1 \cdot \frac{360^\circ}{2\pi} \cdot \frac{N_{x_c}}{M_{x_c} \cdot \Omega \cdot C \cdot R_2(\Omega)}, \quad (13)$$

где M_{x_c} и N_{x_c} — переменные величины, зависящие от изменения C_3 , причем знак «минус» показывает, что выходное напряжение отстает по фазе.

Таблица 2

F , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10	20	50	100
$\varphi/0$ дБ, (град)	2,8	1,95	1,1	0,55	0,3	0,2	0,26	0,34	0,8	1,7
$\varphi/40$ дБ, (град)	6,1	4,1	1,9	0,02	0,52	0,33	0,4	0,7	1,5	2,6
$\Delta\varphi_{\text{АФП}}$ (град)	3,3	2,15	0,8	0,47	0,22	0,13	0,14	0,36	0,7	0,9

В табл. 2 приведены данные расчета по формуле (13).

Чтобы существенно уменьшить $\Delta\varphi_{\text{АФП}}$ необходимо, как вытекает из (13), увеличить $R_2(\Omega)$. Для этого следует применять сверхширокополосные лампы, у которых $\beta \geq 55-60$ МОм·МГц². Как показали эксперименты на высокочастотном калибраторе ВНИИМ, в соответствии с формулой (13) можно обеспечить фазовую погрешность не более: 0,4—0,5° в поддиапазоне частот 100 кГц—2 МГц; 0,1—0,15° в поддиапазоне частот 2 МГц—10 МГц; 0,5—0,62° в поддиапазоне частот 10 МГц—100 МГц.

На практике были опробованы различные схемы механического привода переменной емкости C_3 — открытого типа (переменный конденсатор) и закрытого (в трубчатом варианте с аксиальным движением переменной конструктивной детали типа «затвор»). Наиболее удачной оказалась конструкция плавного емкостного делителя для фазометров типа Ф2-8 и Ф2-9 [5] (см. рис. 3).

Емкостный делитель 1 показан без входного пробника, представляющего собой емкость 4—5 пФ с кабелем емкостью 85—115 пФ, который подключается через разъем слева. Конструктивно емкость C_1 образуется из стакана с центральным электродом 2, изоляционного цилиндра 3 и затвора 4, а переменная емкость C_3 — из затвора 6, соединенного с затвором 4 через направляющий поршень, ведомый винтом Архимеда 5, второго изоляционного цилиндра 7 и второго стакана 8 с центральным выходным электродом 9. Емкость конденсаторов C_1 и C_3 по отношению к корпусу делителя составляет емкость C_2 .

Экспериментальные исследования, проведенные на макете, показали, что амплитудно-фазовая погрешность такого калибра-

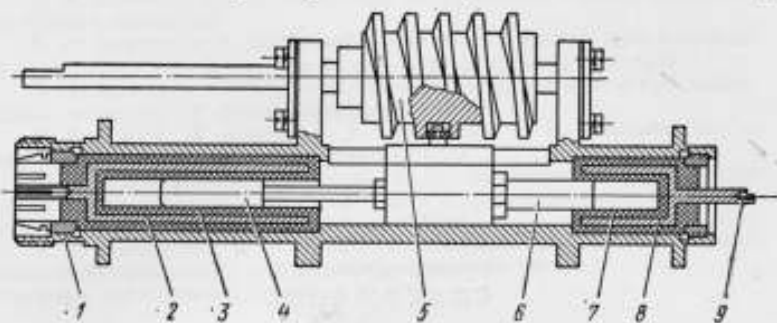


Рис. 3. Конструкция плавного емкостного делителя

тора может быть снижена до $0,6^\circ$ при воспроизведении перепада уровней в 40 дБ, т. е. от 10 В до 100 мВ в диапазоне частот 100 кГц — 10 МГц при погрешности приращений фазы $0,1^\circ$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во стандартов, 1968, 199 с.
2. Precision Phase meter type 405, AD-YU Electronic Inc. Passaic, New York, USA, 1964, pp. 1—4.
3. 4V 4. P. Purpose Dictates Choice of Phase meter. — „Electronic Design“, May, 3, 1965, pp. 64—67.
4. Колтик Е. Д., Кравченко С. А., Поздняков И. К. Метрологические работы ВНИИМ по фазометрии. «Измерительная техника», 1967, № 11, с. 16—21.
5. Phasemeter type F2-8, Mashpribintorg, Moscow, 1970.

Поступила в редакцию 8/VIII 1973 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
<i>И. Н. Кротков, И. Я. Клебанов.</i> Методы получения наибольшей чувствительности мостовых цепей переменного тока	5
<i>В. В. Викторов.</i> О расчетной взаимной индуктивности, зависящей от одного линейного размера	17
<i>И. Я. Клебанов.</i> Трансформаторный мост-компаратор для точных измерений параметров высокоомных резисторов на переменном токе	25
<i>В. С. Гурьяков.</i> Точное измерение отношения плеч трансформаторного моста	34
<i>В. М. Байков.</i> Анализ погрешностей трансформаторного делителя напряжения с повышенным входным напряжением	42
<i>В. М. Байков.</i> Трансформаторный делитель напряжения с малым выходным сопротивлением	53
<i>И. Я. Клебанов, В. А. Новиков, Н. Г. Лобжанидзе, Г. В. Мchedлидзе, Е. А. Беляев.</i> Методы и средства для измерений постоянной времени резисторов	57
<i>И. Н. Кротков, Г. Г. Туманов.</i> Расчет распределенных параметров тонкопленочного плоского резистора	66
<i>В. А. Новиков.</i> Методы сравнения активных сопротивлений резисторов с реактивными сопротивлениями конденсаторов в мостовых цепях переменного тока	71
<i>Т. М. Гущина, Ю. П. Семенов, О. А. Шведов.</i> Конденсаторы с повышенной стабильностью параметров (0,1—0,4 пФ)	83
<i>Ю. П. Семенов.</i> О влиянии зазоров на емкость конденсаторов с прямоугольным поперечным сечением	91
<i>Ю. П. Семенов.</i> Симметричные перекрестные системы электродов для определения характеристик диэлектриков	101
<i>М. Д. Клионский.</i> Усовершенствованный неконтактный метод измерения параметров твердых диэлектриков	110
<i>М. Д. Клионский.</i> Имитатор тангенса угла потерь с линейной шкалой	116
<i>Т. Б. Рождественская, Л. Н. Егорычев.</i> Принципы построения многозначных мер напряжения постоянного тока	125
<i>Р. Ф. Акнаев, О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская, А. Б. Березовский.</i> Методы поверки многозначных мер (калибраторов) напряжения переменного тока	135
<i>В. М. Байков, А. Б. Березовский, О. П. Галахова.</i> Метод поверки цифровых вольтметров переменного тока	144
<i>Г. Д. Свердличенко.</i> Образцовый двухканальный генератор псевдослучайных сигналов для поверки статистических анализаторов	152
<i>А. Б. Курзнер, И. Б. Челпанов.</i> Статистическая градуировка преобразователей при наличии аддитивных помех	161

<i>Л. Н. Егорчев.</i> К определению минимально возможной скважности трансформируемых импульсов	165
<i>А. М. Федоров.</i> Способ измерения коэффициента стоячей волны при измерениях мощности	169
<i>А. Я. Безикович, В. И. Прицкер.</i> Методы и средства автоматического отсчитывания показаний по шкалам измерительных приборов	173
<i>С. А. Кравченко.</i> Метод воспроизведения сдвига фаз с пространственной коммутацией фазоизмерительных цепей	184
<i>В. А. Вол, Е. Д. Колтик, И. К. Поздняков, Л. В. Тишкина.</i> Анализ погрешностей индукционных фазовращателей	195
<i>Ю. И. Казимов, С. А. Кравченко, В. Е. Новодережкин, И. Х. Шохор.</i> Метод и средства индикации сдвигности и противофазности гармонических сигналов в широком диапазоне частот	206
<i>П. С. Гончаренко, С. А. Кравченко.</i> Калибраторы фазы с плавными емкостными делителями для широкого диапазона частот	214
Рефераты публикуемых статей	223

**ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 154 (214)

Редактор *Н. А. Шайкевич*

Технический редактор *Э. Г. Вагер*

Корректор *С. С. Шишков*

T-05503	Сдано в наб. 26.08.75	Подп. к печ. 20.02.76	Формат 60×90 ^{1/8}
Бумага типографская № 1	15,0 п. л. + вкл. 0,125 п. л.	Изд. № 3490/12	11,90 уч.-изд. л.
Тираж 2000			Цена 1 р. 19 к.

Ордена «Знак Почета» Издательство стандартов,
Москва, Д-557, Новопресненский пер., 3.

Набрано в типографии изд-ва «Московская правда». Зак. 3573
Отпечатано в тип. «Московский печатник», Ладина пер., 6. Зак. 1100

УДК 621.317.733.025.089.52

**МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ НАИБОЛЬШЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ
МОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА***И. Н. Кротков, Н. Я. Клебанов*

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 5—16.

Рассматриваются способы получения наибольшей чувствительности по напряжению уравновешенных мостов переменного тока.

Предполагается, что схема моста может быть представлена X-образным четырехполюсником.

Формулируется одна из важнейших задач по подбору параметров элементов моста с целью получения наибольшей чувствительности цепи.

Доказывается, что из-за сложности исследуемых зависимостей, являющихся многомерными функциями комплексного переменного, аналитически (в общем виде) задача может быть решена только для определенной группы мостов.

Табл. 6. Ил. 2. Библиогр. 10.

УДК 538.522.081

**О РАСЧЕТНОЙ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ, ЗАВИСЯЩЕЙ
ОТ ОДНОГО ЛИНЕЙНОГО РАЗМЕРА***В. В. Викторов*

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 17—24.

Приводится новое доказательство теоремы о расчетной взаимной индуктивности, величина которой зависит только от одного линейного размера.

Метод доказательства является оригинальным и основан на построении элементов картины магнитного поля.

Теорема может быть использована при осуществлении расчетной взаимной индуктивности указанного типа, что повысит точность эталонного воспроизведения величины единицы индуктивности на два порядка.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр. 4.

УДК 621.316.82.083.4

**ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МОСТ-КОМПАРАТОР ДЛЯ ТОЧНЫХ
ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКООМНЫХ РЕЗИСТОРОВ
НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ***Н. Я. Клебанов*

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 25—33.

Теоретически и экспериментально исследован опытный образец трансформаторного моста-компаратора, предназначенного для измерений параметров высокоомных резисторов ($R \geq 10^4$ Ом) в диапазоне частот $f = 400 \div 2 \cdot 10^4$ Гц с погрешностью, меньшей $5 \cdot 10^{-3}$ %. Точность измерения остаточных параметров повышена примерно на порядок.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр. 11.

1912

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
OFFICE OF THE DEAN

CHICAGO, ILL., U.S.A.

Dear Sir:

I have the honor to acknowledge the receipt of your letter of the 15th inst. regarding the application of Mr. [Name] for admission to the University of Chicago. The records of the Faculty of Arts show that Mr. [Name] was graduated from [School] in [Year].

Very truly yours,

[Signature]

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
OFFICE OF THE DEAN

CHICAGO, ILL., U.S.A.

Dear Sir:

I have the honor to acknowledge the receipt of your letter of the 15th inst. regarding the application of Mr. [Name] for admission to the University of Chicago. The records of the Faculty of Arts show that Mr. [Name] was graduated from [School] in [Year].

Very truly yours,

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
OFFICE OF THE DEAN

CHICAGO, ILL., U.S.A.

I have the honor to acknowledge the receipt of your letter of the 15th inst. regarding the application of Mr. [Name] for admission to the University of Chicago. The records of the Faculty of Arts show that Mr. [Name] was graduated from [School] in [Year].

ТОЧНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ ПЛЕЧ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МОСТА

В. С. Гурьянов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 34—41.

Приведено описание метода измерения отношения плеч трансформаторного моста при помощи четырех мер — конденсаторов или резисторов — постоянно-го значения.

Показано, что при использовании вспомогательного трансформатора, подобного измеряемому, и вспомогательных мер переменного значения можно полностью исключить погрешность от влияния нагрузки измеряемого трансформатора мерами.

Метод позволяет значительно снизить погрешность от температурной нестабильности мер. Для этого меры периодически сравниваются при помощи поверяемого трансформатора.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр. 5.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С ПОВЫШЕННЫМ ВХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

В. М. Байков

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 42—52.

Описывается трансформаторный делитель напряжения, предназначенный для повышенного входного напряжения.

Проводится анализ погрешности делителя, выведены формулы для расчета амплитудной и фазовой погрешностей и показано, что основным источником погрешностей является неидентичность магнитных характеристик сердечников.

Ил. 2. Библиогр. 2.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ С МАЛЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

В. М. Байков

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 53—56.

Описывается трансформаторный делитель напряжения с малым выходным сопротивлением, который может быть применен для расширения пределов средств измерений с малым входным сопротивлением, например, термо-электрических компараторов напряжения.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр. 5.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
THE BOARD OF TRUSTEES

1911

RESOLUTIONS OF THE BOARD OF TRUSTEES

ADOPTED AT A MEETING OF THE BOARD OF TRUSTEES

Held at Chicago, Illinois, on the 15th day of

January, 1911.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

1911

RESOLUTIONS OF THE BOARD OF TRUSTEES

1911

ADOPTED AT A MEETING OF THE BOARD OF TRUSTEES

Held at Chicago, Illinois, on the 15th day of

January, 1911.

1911

RESOLUTIONS OF THE BOARD OF TRUSTEES

1911

ADOPTED AT A MEETING OF THE BOARD OF TRUSTEES

Held at Chicago, Illinois, on the 15th day of

January, 1911.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

УДК 621.316.8.011

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ РЕЗИСТОРОВ

*И. Я. Клебанов, В. А. Новиков, Н. Г. Лобжанидзе,
Г. В. Мchedлидзе, Е. А. Беляев*

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 57—65.

Приведен обзор методов и средств измерений остаточных параметров (постоянной времени) резисторов в диапазоне номинальных значений сопротивлений (10^{-2} — 10^6) Ом и частот (50 — $5 \cdot 10^6$) Гц. Точность измерений повышена по сравнению с существующей.

Табл. 2. Ил. 1. Библиогр. 16.

УДК 621.316.849.001.24

РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО ПЛОСКОГО РЕЗИСТОРА

И. Н. Кротков, Г. Г. Туманов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 66—70.

Приведен расчет распределенных параметров тонкопленочного плоского резистора на основе решения интегрального уравнения для тока вдоль резистивной пленки. Рассматривается параллельная схема замещения резистора.

Приводятся приближенные формулы для расчета активного сопротивления и емкости резистора в функции частоты и геометрических размеров пленки.

Ил. 1. Библиогр. 23.

УДК 621.316.8.011.22.083.4:621.319.4.4.011.23

МЕТОДЫ СРАВНЕНИЯ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ РЕЗИСТОРОВ С РЕАКТИВНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ КОНДЕНСАТОРОВ В МОСТОВЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В. А. Новиков

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 71—82.

Рассмотрены известные методы измерения активных сопротивлений резисторов по реактивным сопротивлениям конденсаторов в мостовых цепях переменного тока.

Показано, что при использовании методов многократных уравновешиваний одной мостовой цепи или комбинированных измерений в двух мостовых цепях можно получить уравнение измерения, свободное от влияния остаточных параметров элементов плеч в первой степени. При использовании этих методов измерений можно уменьшить погрешность электрических измерений до $(1-3) \cdot 10^{-2}$.

Методы измерений могут быть использованы при абсолютном воспроизведении ома.

Табл. 2. Библиогр. 10.

REPORT OF THE COMMISSIONER OF THE GENERAL LAND OFFICE

FOR THE YEAR 1914

Presented to the House of Commons by Command of Her Majesty

BY THE COMMISSIONER OF THE GENERAL LAND OFFICE

CONTENTS

STATE OF THE LAND MARKET

CHAPTER I

THE LAND MARKET IN 1914

THE LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

CHAPTER II

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

LAND MARKET IN 1914

УДК 621.319.43.016.35

КОНДЕНСАТОРЫ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ПАРАМЕТРОВ (0,1—0,4) пФ

Т. М. Гущина, Ю. П. Семенов, О. А. Шведов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 83—90.

Дано описание двух типов конденсаторов емкостью 0,1; 0,2; 0,3 и 0,4 пФ, система электродов которых расположена на внешней или внутренней поверхностях трубок из плавленного кварца.

Приведены расчетные соотношения для определения емкости таких систем электродов, метод подгонки значения емкости к номинальному.

Показано по результатам исследования, что конденсаторы обладают стабильностью, на один—два порядка превышающей стабильность существующих конденсаторов с номинальными значениями емкости 0,1—1 пФ.

Разработанные конденсаторы нашли применение при передаче размера единицы электрической емкости от первичного эталона вторичным.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр. 5.

УДК 621.319.42

О ВЛИЯНИИ ЗАЗОРОВ НА ЕМКОСТЬ КОНДЕНСАТОРОВ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ

Ю. П. Семенов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 91—100.

Рассматривается перекрестный конденсатор прямоугольного поперечного сечения с зазорами конечной величины.

Получено точное решение задачи по определению перекрестных емкостей на единицу длины конденсатора, имеющего произвольное соотношение размеров электродов. На основании приближенного аналитического решения этой задачи произведен анализ влияния зазоров, имеющих конечные относительно малые размеры.

Ил. 4. Библиогр. 5.

УДК 621.319.4.032.269.621.317.335.3

СИММЕТРИЧНЫЕ ПЕРЕКРЕСТНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ

Ю. П. Семенов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 101—109.

Рассматривается измерительный перекрестный конденсатор, обладающий геометрической симметрией. Теоретически исследована погрешность, обусловленная зазором между поверхностями измеряемого образца и электродов.

Показано, что эта погрешность не зависит от соотношения размеров образца и электродов. Малые отклонения от симметрии не вызывают погрешности измерения диэлектрической проницаемости ϵ .

Материалы экспериментального исследования подтверждают результаты, полученные расчетным путем, и показывают, что применение симметричных перекрестных конденсаторов позволяет повысить точность измерения в более, чем на порядок.

Ил. 3. Библиогр. 4.

ОБЪЯВЛЕНИЕ О ПОДПИСАНИИ ДОГОВОРА

№ 100/1000 от 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

В соответствии с условиями Договора № 100/1000 от 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

ОБЪЯВЛЕНИЕ

О ЗАКЛЮЧЕНИИ ДОГОВОРА

№ 100/1000 от 10.01.1950

В соответствии с условиями Договора № 100/1000 от 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

ОБЪЯВЛЕНИЕ

О ЗАКЛЮЧЕНИИ ДОГОВОРА

№ 100/1000 от 10.01.1950

В соответствии с условиями Договора № 100/1000 от 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

г. Москва, 10.01.1950

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ НЕКОНТАКТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ

М. Д. Клионский

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 110—115.

Описывается неконтактный метод измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь твердых диэлектриков. Метод основан на применении измерительной ячейки с тремя активными электродами и сменных металлических пластин с размещенными на них изоляционными столбиками.

Приводятся данные экспериментального исследования ряда образцов предложенным методом, контактным и неконтактным с применением двух иммерсионных сред.

Табл. 2. Ил. 1. Библиогр. 6.

УДК 621.317.374

ИМИТАТОР ТАНГЕНСА УГЛА ПОТЕРЬ С ЛИНЕЙНОЙ ШКАЛОЙ

М. Д. Клионский

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 116—124.

Дан краткий обзор известных схем имитаторов плавнопеременных значений тангенса угла потерь. Описана новая схема имитатора, имеющего линейную шкалу и более широкий диапазон значений тангенса угла потерь. Сделан теоретический анализ источников погрешностей и приведены результаты экспериментального исследования. Погрешность показаний устройства оценивается $\pm(0,001\text{tg}\delta + 1 \cdot 10^{-4})$.

Табл. 4. Ил. 3. Библиогр. 6.

УДК 621.317.321.089.6

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОЗНАЧНЫХ МЕР НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Т. Б. Рождественская, Л. Н. Егорычев

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 125—134.

Создание образцовых многозначных мер напряжения (ОММН) постоянного тока, охватывающих широкий диапазон значений, является актуальной задачей. Проведена классификация известных технических решений и сформулированы основные требования к ОММН. Анализ основных блок-схем позволил определить наиболее перспективные пути создания таких мер, которые в дальнейшем могут быть аттестованы как образцовые меры.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр. 16.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO PRESS
CHICAGO, ILLINOIS

Published by the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607. Telephone: (312) 707-7000. Fax: (312) 707-0871. E-mail: orderdept@uchicago.edu

Copyright © 2000 by the University of Chicago Press. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted, in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or by any information storage and retrieval system, without the prior written permission of the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607.

CHICAGO, ILLINOIS

THE UNIVERSITY OF CHICAGO PRESS
CHICAGO, ILLINOIS

Published by the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607. Telephone: (312) 707-7000. Fax: (312) 707-0871. E-mail: orderdept@uchicago.edu

Copyright © 2000 by the University of Chicago Press. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted, in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or by any information storage and retrieval system, without the prior written permission of the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607.

CHICAGO, ILLINOIS

THE UNIVERSITY OF CHICAGO PRESS
CHICAGO, ILLINOIS

Published by the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607. Telephone: (312) 707-7000. Fax: (312) 707-0871. E-mail: orderdept@uchicago.edu

Copyright © 2000 by the University of Chicago Press. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted, in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or by any information storage and retrieval system, without the prior written permission of the University of Chicago Press, 5 East Lake Street, Chicago, Illinois 60607.

УДК 621.317.089.6.088:621.317.725.089.6

МЕТОДЫ ПОВЕРКИ МНОГОЗНАЧНЫХ МЕР (КАЛИБРАТОРОВ) НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Р. Ф. Акмаев, О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская, А. Б. Березовский

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 135—143.

Рассмотрены методы поверки многозначных мер (калибраторов) напряжения переменного тока, основанные на применении термоэлектрических преобразователей, потенциометра постоянного тока и индуктивного делителя. Приведены оценки погрешностей образцовых средств поверки мер (калибраторов) и экспериментальные данные результатов поверок.

Табл. 4. Ил. 3. Библиогр. 4.

УДК 621.317.725.025.089.6

МЕТОД ПОВЕРКИ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В. М. Байков, А. Б. Березовский, О. П. Галахова

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 144—151.

Описывается новый метод поверки цифровых вольтметров переменного тока, основанный на использовании термоэлектрического компаратора одновременного сравнения с применением индуктивных делителей напряжения. Метод применим для поверки вольтметров в диапазоне частот от 40 Гц до 20 кГц при напряжениях 0,1—1000 В. Он является наиболее точным методом поверки цифровых вольтметров переменного тока и имеет погрешность 0,01—0,02%.

Табл. 3. Ил. 3. Библиогр. 3.

УДК [621.373:621.391.2]:621.317.757.3.089.6

ОБРАЗЦОВЫЙ ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Г. Д. Свердличенко

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 152—160.

Изложен принцип построения двухканального генератора псевдослучайных сигналов с формированием некоторых видов спектра и запаздыванием в одном из каналов. Приведены соотношения для расчета параметров характеристик сигнала и погрешностей их формирования и воспроизведения. Описана структурная схема разработанного генератора.

Ил. 2. Библиогр. 6.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY
540 EAST 57TH STREET
CHICAGO, ILL. 60637
TEL. 773-936-3200

UNIVERSITY OF CHICAGO

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY
540 EAST 57TH STREET
CHICAGO, ILL. 60637
TEL. 773-936-3200

UNIVERSITY OF CHICAGO

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY
540 EAST 57TH STREET
CHICAGO, ILL. 60637
TEL. 773-936-3200

СТАТИЧЕСКАЯ ГРАДУИРОВКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНЫХ ПОМЕХ

А. Б. Курзнер, И. Б. Челпанов

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 161—164.

Проводится анализ систематической погрешности статической градуировки широкого класса преобразователей, обусловленной аддитивными стационарными помехами во входном сигнале. Получены формулы оценок погрешности и соответствующих поправок. Приведен пример.

Библиогр. 3.

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ МИНИМАЛЬНО ВОЗМОЖНОЙ СКВАЖНОСТИ ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ ИМПУЛЬСОВ

Л. Н. Егорычев

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 165—168.

Рассматривается возможность увеличения объема информации, передаваемой в единицу времени системами с время-импульсной модуляцией.

Установлено, что минимальная скважность q_{\min} увеличивается при широко распространенном способе демпфирования трансформаторов с помощью диодов, уменьшается при отказе от демпфирования и резко сокращается при формировании прямоугольного выброса максимально допустимой амплитуды.

Ил. 3. Библиогр. 2.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ МОЩНОСТИ

А. М. Федоров

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 169—172.

Описан способ измерения коэффициента стоячей волны напряжения, не требующий применения измерительных линий и рефлектометров. Он может быть использован как в коаксиальных, так и волноводных линиях передачи в диапазоне высоких и сверхвысоких частот.

Ил. 1. Библиогр. 2.

STATE OF ILLINOIS
OFFICE OF THE ATTORNEY GENERAL

January 15, 1912

Very respectfully,
J. M. [Name]

[Address]

[Address]

Very truly,
Yours,

STATE OF ILLINOIS
OFFICE OF THE ATTORNEY GENERAL

January 15, 1912

Very respectfully,
J. M. [Name]

[Address]

[Address]

[Address]

Very truly,
Yours,

STATE OF ILLINOIS
OFFICE OF THE ATTORNEY GENERAL

January 15, 1912

Very respectfully,
J. M. [Name]

[Address]

[Address]

[Address]

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА АВТОМАТИЧЕСКОГО ОТСЧИТЫВАНИЯ ПОКАЗАНИЯ ПО ШКАЛАМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

А. Я. Безикович, В. И. Прицкер

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 173—183.

Рассматриваются свойства и принципы построения автоматических оптико-электронных отсчитывающих устройств (ОУ). Дана классификация ОУ различного типа и очерчена область их применения. Подробно анализируются одноканальные ОУ, отличающиеся от устройств других типов большей универсальностью и точностью, рассмотрены структурная схема одноканального ОУ, принципы построения основных ее звеньев и произведена оценка метрологических характеристик различных методов одноканального отсчитывания показаний.

Намечены перспективы совершенствования автоматических отсчитывающих устройств.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр. 8.

МЕТОД ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СДВИГА ФАЗ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

С. А. Кравченко

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 184—194.

Рассматривается поверочная фазометрическая установка с использованием синтезаторов частот.

Дана блок-схема метода, произведен анализ погрешностей, приведена таблица серийных синтезаторов, а также результаты исследований. Показано, что точность установки равна $0,55^\circ$ в широком диапазоне частот.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр. 5.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНДУКЦИОННЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

В. А. Вол, Е. Д. Колтик, И. К. Поздняков, Л. В. Тишкина

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 195—205.

Анализируются погрешности индукционных фазовращателей. Приводятся формулы и графики, позволяющие производить расчеты электронных схем с использованием индукционных фазовращателей. Даны рекомендации по повышению точности индукционных фазовращателей.

Ил. 5.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY

REPORT OF THE COMMITTEE ON THE
PROGRESS OF THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
DURING THE YEAR 1911-12

The Department of Chemistry during the year 1911-12 has been characterized by a steady and continuous progress in all its branches. The work of the department has been carried on in a most efficient manner, and the results have been of a high order of excellence. The following is a summary of the work done during the year:

REPORT OF THE COMMITTEE ON THE
PROGRESS OF THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
DURING THE YEAR 1911-12

The Department of Chemistry during the year 1911-12 has been characterized by a steady and continuous progress in all its branches. The work of the department has been carried on in a most efficient manner, and the results have been of a high order of excellence. The following is a summary of the work done during the year:

REPORT OF THE COMMITTEE ON THE
PROGRESS OF THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
DURING THE YEAR 1911-12

The Department of Chemistry during the year 1911-12 has been characterized by a steady and continuous progress in all its branches. The work of the department has been carried on in a most efficient manner, and the results have been of a high order of excellence. The following is a summary of the work done during the year:

**МЕТОД И СРЕДСТВА ИНДИКАЦИИ СИНФАЗНОСТИ
И ПРОТИВОФАЗНОСТИ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ**

Ю. И. Казимов, С. А. Кравченко, В. Е. Новодержкин, И. Х. Шохор

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 206—213.

Анализируется схема индикатора фазовых сдвигов 0° и 180° , работающего в широкой полосе частот на принципе суммирования и вычитания гармоник при прохождении гармонических сигналов через нелинейный элемент.

Выведены новые выражения для чувствительности по фазе и напряжению. Приведены результаты экспериментальных исследований разработанного широкополосного фазоиндикатора ФИНС-2. Показано, что его чувствительность по фазе равна $0,05-0,1$ град./мм.

Ил. 2. Библиогр. 3.

**КАЛИБРАТОРЫ ФАЗЫ С ПЛАВНЫМИ ЕМКОСТНЫМИ
ДЕЛИТЕЛЯМИ ДЛЯ ШИРОКОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ**

П. С. Гончаренко, С. А. Кравченко

«Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 154 (214), с. 214—219.

Рассматривается использование емкостных делителей для уменьшения погрешностей от перепада напряжений в каналах калибратора фазы (меры сдвига фазы).

Теоретическими и экспериментальными исследованиями установлено, что в диапазоне частот 100 кГц — 10,0 мГц погрешность задания сдвига фаз не превышает пять—шесть десятых долей градуса.

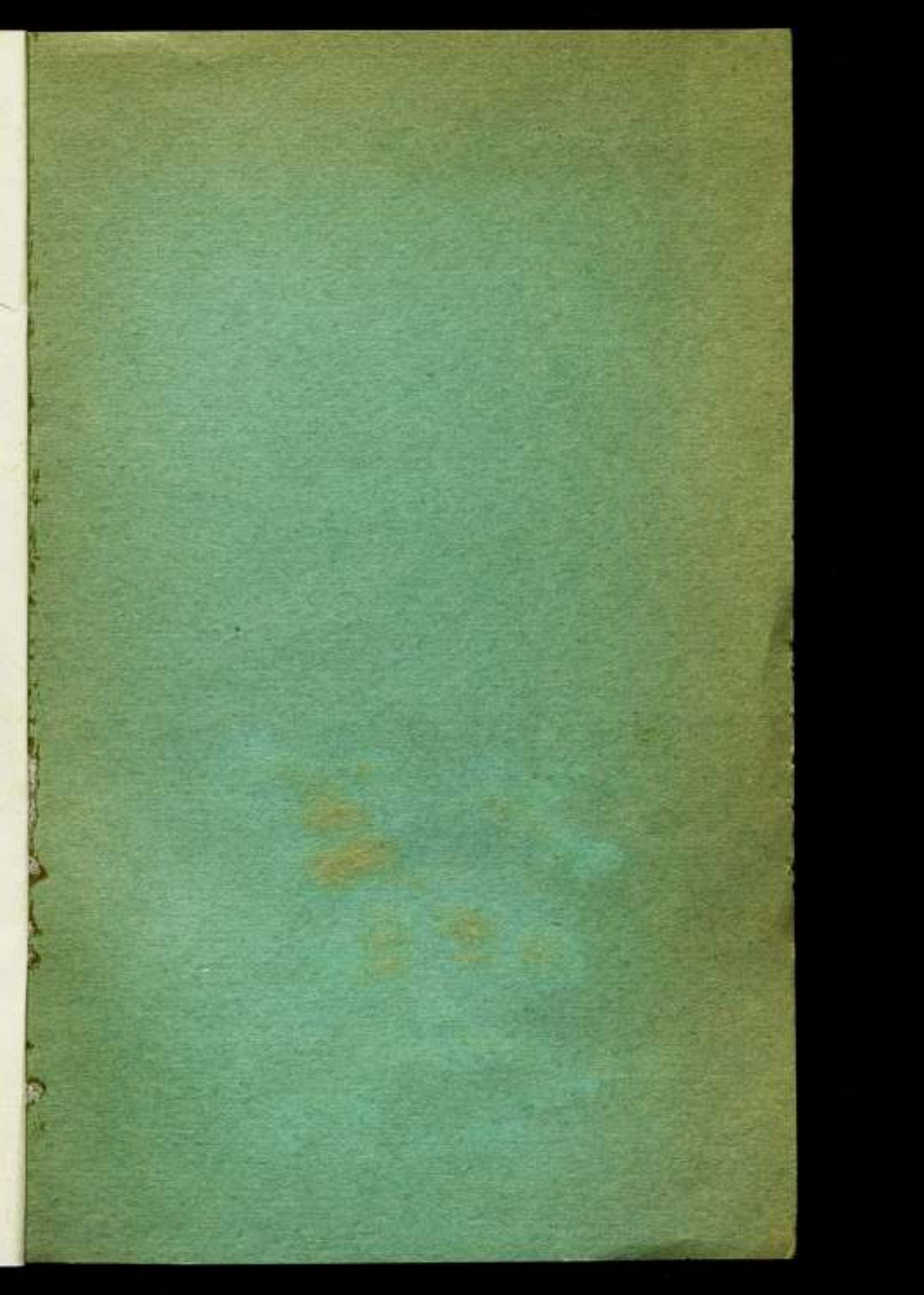
Табл. 2. Ил. 3. Библиогр. 5.

REPORT OF THE COMMISSIONER OF THE GENERAL LAND OFFICE
FOR THE YEAR 1911

The following table shows the amount of land in the several States and Territories, and the amount of land in the public domain, as of the first day of January, 1911.

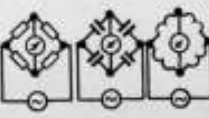
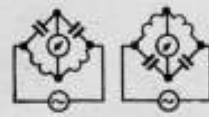
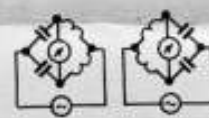
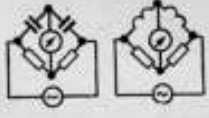
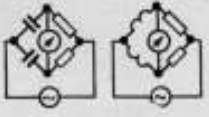
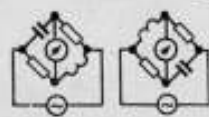
LAND IN THE SEVERAL STATES AND TERRITORIES, AND LAND IN THE PUBLIC DOMAIN, AS OF THE FIRST DAY OF JANUARY, 1911.

The following table shows the amount of land in the several States and Territories, and the amount of land in the public domain, as of the first day of January, 1911.



Цена 1 р. 19 к.

Канонические схемы X-образных уравновешенных мостов

Группа	Вид канонической схемы	Подгруппа ($\delta = \varphi_r - \varphi_i$; $\theta = \varphi_1 - \varphi_2$)			
		A	Б	В	Г
$\beta = \varphi_1 - \varphi_2$ $\gamma = \varphi_3 - \varphi_4$		$\delta = 0$; $\pm \pi$; $\theta = 0$; $\mp \pi$	$\delta = 0$; $\pm \pi$; $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$	$\delta = \pm \frac{\pi}{2}$; $\theta = 0$; $\pm \pi$	$\delta = \pm \frac{\pi}{2}$; $\theta = \mp \frac{\pi}{2}$
I	$\beta = 0$ $\gamma = 0$ 	$\frac{X_1}{[1 + X_1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]} \times \frac{1}{[1 + X_1 + \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 + X_2)]}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + X_2^2(1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{[1 + X_1 + \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 + X_2)]}$	$\frac{X_1}{[1 + X_1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 + X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + X_2^2(1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 + X_2)^2}}$
II	$\beta = 0$ $\gamma = \pm \pi$ 	$\frac{X_1}{[1 + X_1 + \tilde{X}_1(1 - X_2)]} \times \frac{1}{[1 + X_1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 - X_2)]}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + X_2^2(1 - X_2)^2}} \times \frac{1}{[1 + X_1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 - X_2)]}$	$\frac{X_1}{[1 + X_1 + \tilde{X}_1(1 - X_2)]} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 - X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + X_2^2(1 - X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 - X_2)^2}}$
III	$\beta = \pm \pi$ $\gamma = 0$ 	$\frac{X_1}{[1 - X_1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]} \times \frac{1}{[1 - X_1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 + X_2)]}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 - X_1)^2 + X_2^2(1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{[1 - X_1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1(1 + X_2)]}$	$\frac{X_1}{[1 - X_1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]} \times \frac{1}{\sqrt{(1 - X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 + X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 - X_1)^2 + X_2^2(1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 - X_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2(1 + X_2)^2}}$
IV	$\beta = 0$ $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$ 	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1 + \tilde{X}_1)^2 + (X_2 X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1 + X_2 \tilde{X}_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1 + X_2 X_2)^2 + X_2^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1 + X_2 \tilde{X}_1)^2 + (\frac{X_1}{X_2} X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1 + \tilde{X}_1)^2 + (X_2 X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1 + \frac{X_1}{X_2} X_2)^2 + (X_2 X_2)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_1 + X_2 X_2)^2 + X_2^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_1 + \frac{X_1}{X_2} X_2)^2 + (X_2 X_2)^2}}$
V	$\beta = \pm \frac{\pi}{2}$ $\gamma = 0$ 	$\frac{X_1}{\sqrt{[1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]^2 + X_1^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + X_1^2 [1 + \tilde{X}_1(1 + \frac{1}{X_2})]^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{1 + [X_1 + X_2(1 + X_2)]^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + X_1^2 [1 + \tilde{X}_1(1 + \frac{1}{X_2})]^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{[1 + \tilde{X}_1(1 + X_2)]^2 + X_1^2}} \times \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{X_1}{X_2} X_2(1 + X_2)]^2 + X_1^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{1 + [X_1 + X_2(1 + X_2)]^2}} \times \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{X_1}{X_2} X_2(1 + X_2)]^2 + X_1^2}}$
VI	$\beta = \pm \frac{\pi}{2}$ $\gamma = \mp \frac{\pi}{2}$ 	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + \tilde{X}_1)^2 + (X_1 - X_2 \tilde{X}_1)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1)^2 + X_1^2(1 + \tilde{X}_1)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_2 X_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 - \frac{X_1}{X_2} \tilde{X}_1)^2 + X_1^2(1 + \tilde{X}_1)^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + \tilde{X}_1)^2 + (X_1 - X_2 \tilde{X}_1)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_2 X_2)^2 + X_1^2(1 + \frac{X_1}{X_2})^2}}$	$\frac{X_1}{\sqrt{(1 + X_2 X_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(1 + X_2 X_2)^2 + X_1^2(1 + \frac{X_1}{X_2})^2}}$

К статье И. Н. Кроткова и И. Я. Клебанова «Методы получения наибольшей чувствительности мостовых цепей переменного тока»

