

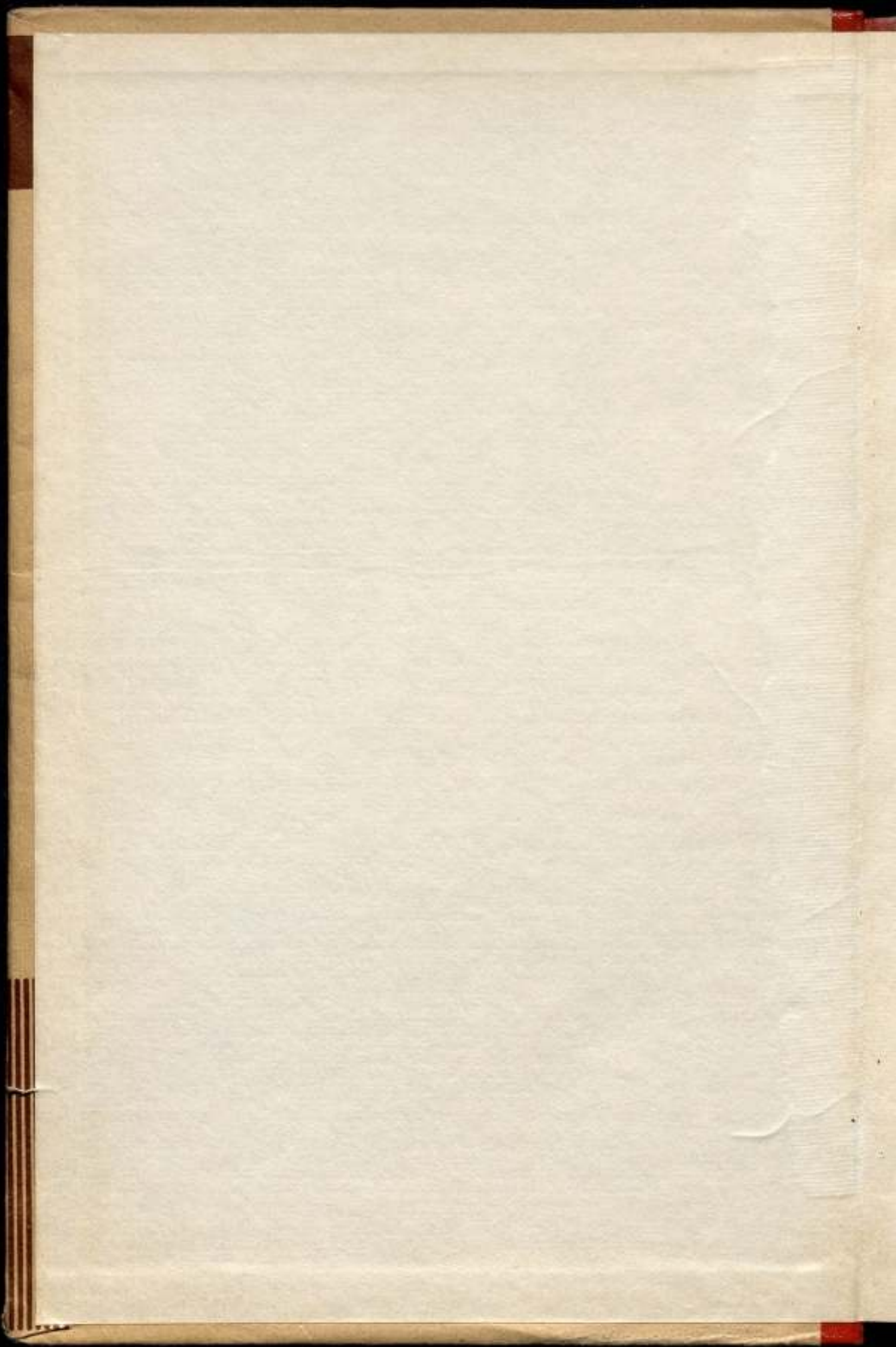
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ  
ИМ. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

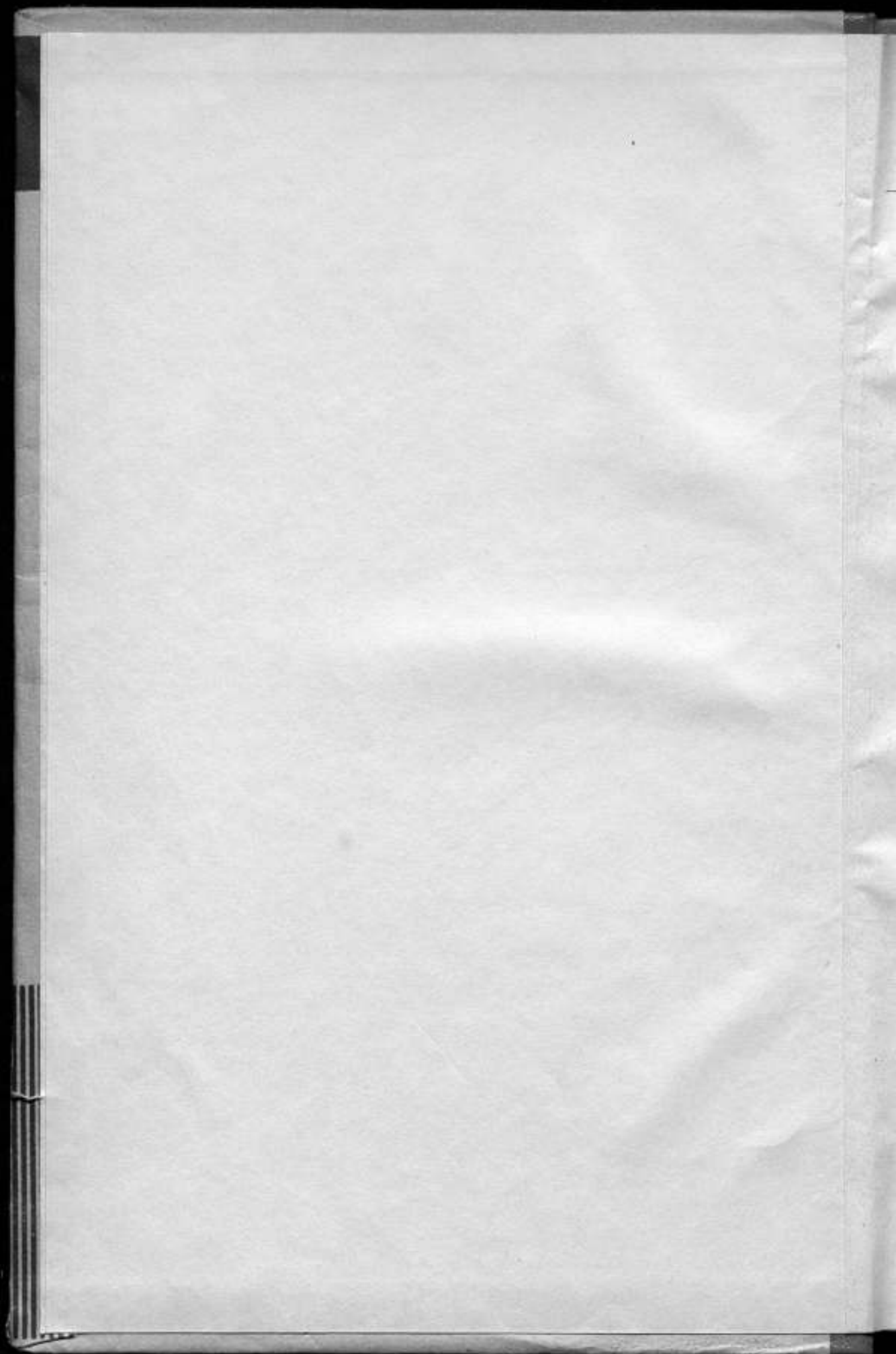
ВЫПУСК 97 (157)













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

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ж 140972

ГРУПЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 97 (157)

*Под редакцией*

*д-ра техн. наук* Е. Т. ЧЕРНЫШЕВА



ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ

МОСКВА—ЛЕНИНГРАД

1968

Редакционный совет

В. О. Арутюнов (председатель), Н. Н. Александрова (секретарь), А. Н. Гордов, А. В. Горюнов, Е. Ф. Долгиский, А. И. Карташев, Л. К. Каяк, И. И. Киренков, Д. К. Коллеров, Б. Н. Олейник (зам. председателя), Б. Е. Рабинович, Е. Т. Чернышев, К. П. Широков, Е. Т. Шрамков, М. Ф. Юдин, Б. М. Яновский.

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

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник посвящен результатам работ метрологических институтов в области электрических измерений.

Сборник начинается статьей о современном определении основных физических констант, в которой приводится наиболее вероятное их значение.

В ряде работ рассмотрены вопросы создания эталонов и образцовых мер единиц электрических величин. Здесь следует особо отметить учет температурных влияний на значения параметров, воспроизводимых образцовыми мерами.

Существенный интерес представляют работы по определению фазы в диапазоне инфранизких частот.

Несколько работ посвящаются образцовым измерительным трансформаторам, что весьма важно, так как в советском приборостроении эта проблема ряд лет исследовалась мало.

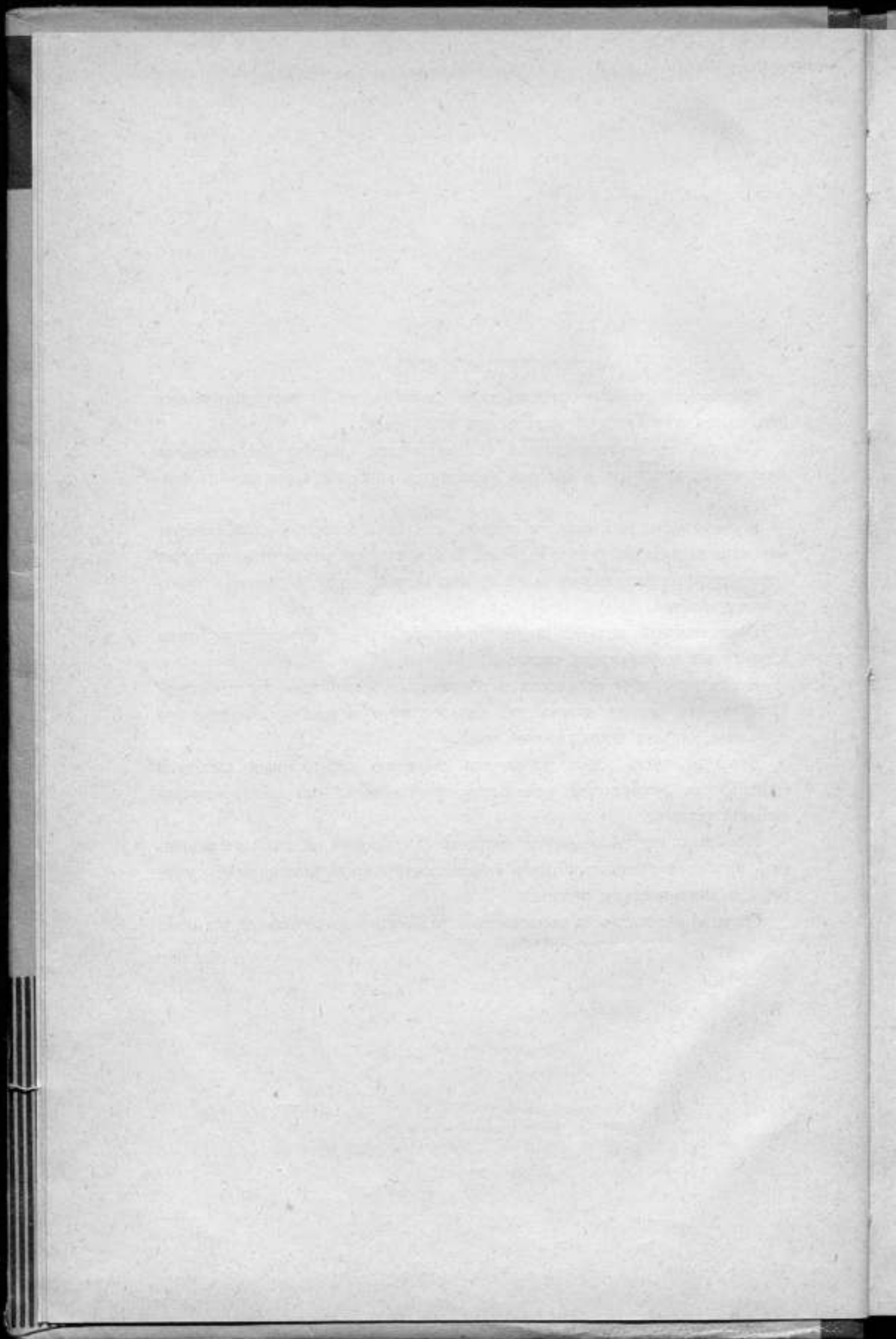
Большая часть работ посвящена созданию электронных приборов (генераторы, индикаторы, усилители), необходимых для электроизмерительной техники.

Несколько статей освещают вопросы, связанные с оценкой погрешностей приборов различных типов (термоэлектрические компараторы, приборы в динамическом режиме).

Сборник рассчитан на специалистов по электроизмерительной технике.

*Редактор*





**ВЫРАЖЕНИЯ ЗАВИСИМОСТЕЙ МЕЖДУ НЕКОТОРЫМИ  
ФИЗИЧЕСКИМИ КОНСТАНТАМИ И ЧИСЛОВЫЕ ЗНАЧЕНИЯ  
ОСНОВНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ КОНСТАНТ ПО ДАННЫМ 1965 г.**

Международная система единиц находит все более широкое применение, но во многих изданиях по физике применяют симметричную систему единиц Гаусса (СГС). Так как дальнейшее внедрение новой системы единиц, несомненно, будет распространяться и на физическую литературу, целесообразно привести ряд формул, связывающих различные константы физики между собой в Международной системе единиц\*.

Система СГС охватывает область механики и электродинамики. Поэтому ее можно противопоставлять лишь части Международной системы МКСА, которая также охватывает механику и электродинамику. Что касается единиц температуры и силы света, то они могут с таким же успехом быть добавлены к системе Гаусса, как это сделано при образовании Международной системы. Весь круг вопросов, возникающих в дискуссиях о системах единиц, ограничен главным образом механикой и электродинамикой.

В связи с тем, что система СГС трехразмерна, а часть Международной системы МКСА четырехразмерна, при переходе от одной системы к другой могут появиться новые размерные величины  $\epsilon_0$  или  $\mu_0$ , каждая из которых равна единице в системе Гаусса и безразмерна.

Наиболее просто переход осуществляется от одной  $n$ -размерной системы к другой  $n$ -размерной при одинаковых основных величинах. Приходится сожалеть, что как-то незаметно физики перешли от системы СГСМ к системе СГС. Если бы этого перехода не произошло, то многие вопросы и споры о принципах и преимуществах той или иной системы вообще не существовали бы.

Рассмотрим методику перехода от системы СГС к Международной системе единиц на примере выражения элементарного заряда в зависимости от других констант.

Формула этой зависимости в системе СГС (симметричной) имеет вид

$$e = \frac{c\alpha^2}{4\pi R_\infty \gamma_p} \cdot \frac{\mu_p}{\mu_B}, \quad (1)$$

где  $e$  — элементарный заряд;

$c$  — скорость света;

$\alpha$  — постоянная тонкой структуры;

$R_\infty$  — постоянная Ридберга;

$\gamma_p$  — гиромагнитное отношение протона;

$\mu_p/\mu_B$  — магнитный момент протона в магнетонах Бора.

\* Здесь и в дальнейшем под словами «Международная система единиц» понимается система СИ.

Величины  $\alpha$  и  $\mu_p/\mu_B$  являются безразмерными в любой системе и поэтому не влияют на методику перехода.

Введем обозначения, принятые ИСО:

$|a|$  — числовое значение величины;

$[a]$  — единица величины.

В формуле (1) для  $e$  две величины,  $e$  и  $\gamma_p$ , из трехразмерной системы переводятся в четырехразмерную, в то время как  $c$  и  $R_\infty$  не изменяют характера своей размерности, так как в обеих системах они выражаются в единицах длины и времени.

По существу, для перевода выражения (1) в Международную систему единиц следует все величины выразить в этой системе. Для этого найдем зависимость заряда в системе СГС ( $e_{\text{СГС}}$ ) в функции от заряда в Международной системе ( $e_{\text{СИ}}$ ) и  $\gamma_{p\text{СГС}}$  в функции от  $\gamma_{p\text{СИ}}$ .

Напишем выражение закона Кулона для двух элементарных зарядов: в системе СГС

$$\frac{|e_{\text{СГС}}|^2 [e_{\text{СГС}}]^2}{|r_{\text{СГС}}|^2 [cm]^2} = |f_{\text{СГС}}| [дин]; \quad (2)$$

в Международной системе

$$\frac{|e_{\text{СИ}}|^2 [к]^2}{|r_{\text{СИ}}|^2 [м]^2 4\pi [\epsilon_0] [\epsilon_0]} = |f_{\text{СИ}}| [н]. \quad (2a)$$

Так как речь идет об одних и тех же зарядах, находящихся на одном и том же расстоянии, то в формулах (2) и (2a) силы равны, т. е.

$$|f_{\text{СГС}}| [дин] = |f_{\text{СИ}}| [н]. \quad (3)$$

Приравнявая левые части равенств (2) и (2a) и учитывая, что  $\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 10^7 \cdot c^2}$ , получим следующую зависимость  $e_{\text{СГС}}$  от  $e_{\text{СИ}}$ :

$$|e_{\text{СГС}}| [e_{\text{СГС}}] = |e_{\text{СИ}}| [к] [c_{\text{СИ}}] \left[ \frac{м}{сек} \right] [V\mu_0] [V\mu_0]. \quad (4)$$

В формуле (4)  $[c_{\text{СИ}}] = 3 \cdot 10^8$  и  $[V\mu_0] = \sqrt{4\pi \cdot 10^{-7}}$ .

Аналогично, учитывая, что  $\gamma_{p\text{СГС}} = \frac{e_{\text{СГС}}}{m_e c_{\text{СГС}}} \cdot \frac{\mu_p}{\mu_B}$ , и подставляя сюда  $e_{\text{СГС}}$  из формулы (4), получим

$$|\gamma_{p\text{СГС}}| [\gamma_{p\text{СГС}}] = \frac{|e_{\text{СИ}}| [к] [c_{\text{СИ}}] \left[ \frac{м}{сек} \right] [V\mu_0] [V\mu_0] \left\{ \frac{\mu_p}{\mu_B} \right\}}{[m_{\text{СИ}}] [кг] [c_{\text{СИ}}] \left[ \frac{м}{сек} \right] \sqrt{4\pi}}. \quad (5)$$

Но

$$\frac{|e_{\text{СИ}}| [к] \left\{ \frac{\mu_p}{\mu_B} \right\}}{[m_{\text{СИ}}] [кг] \left\{ \frac{\mu_p}{\mu_B} \right\}} = |\gamma_{p\text{СИ}}| [\gamma_{p\text{СИ}}],$$

следовательно

$$|\gamma_{p\text{СГС}}| [\gamma_{p\text{СГС}}] = |\gamma_{p\text{СИ}}| [\gamma_{p\text{СИ}}] \frac{[V\mu_0] [V\mu_0]}{4\pi}. \quad (5a)$$

Подставляя выражения (4) и (5a) в формулу (1) и опуская скобки, получим следующую зависимость:

$$e_{\text{СИ}} = \frac{\alpha^2}{\mu_0 R_{\text{СИ}} \gamma_{p\text{СИ}}} \cdot \frac{\mu_p}{\mu_B}. \quad (6)$$

Характерно, что выражение (6) содержит постоянную  $\mu_0$  и не содержит величину  $c$ , определяемую опытным путем с некоторой погрешностью.

Наряду с выражением заряда электрона в зависимости от  $\alpha$ ,  $R_\infty$ ,  $\gamma_p$ ,  $\mu_0$ ,  $\mu_p/\mu_B$  в табл. 1 перечислены взаимные зависимости констант в системах СГС и СИ. В табл. 2 приведены значения важнейших физических констант в Международной системе единиц и в системе СГС.



Таблица 1

Физические константы	В системах	
	СГС	СИ
Масса электрона	$m_e = \left\{ \frac{\alpha^3}{4\pi R_\infty Y_p^2} \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [e]$	$m_e = \left\{ \frac{\alpha^3}{\mu_0 R_\infty Y_p^2} \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [кг]$
Удельный заряд электрона	$\frac{e}{m_e} = \left\{ c Y_p \left( \frac{\mu_B}{\mu_p} \right) \right\} \left[ \frac{СГС_e}{e} \right]$	$\frac{e}{m_e} = \left\{ Y_p \frac{\mu_B}{\mu_p} \right\} \left[ \frac{\kappa}{\kappa e} \right]$
Постоянная Планка	$h = \left\{ \frac{\alpha^3 c}{8\pi R_\infty Y_p^2} \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [эрг \cdot сек]$	$h = \left\{ \frac{\alpha^3 c}{2\mu_0 R_\infty Y_p^2} \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [дж \cdot сек]$
Число Авогадро	$N = \left\{ \frac{M_p}{\alpha^3} 4\pi R_\infty Y_p^2 \times \right.$ $\left. \times \frac{\mu_B \mu_N}{\mu_p^2} \right\} [моль^{-1}]$	$N = \left\{ \frac{M_p}{\mu_0 \alpha^3} R_\infty Y_p^2 \times \right.$ $\left. \times \frac{\mu_B \mu_N}{\mu_p^2} \right\} [кмоль^{-1}]$
Постоянная Фарадея	$F = Ne = \left\{ M_p Y_p c \frac{\mu_N}{\mu_p} \right\} \times$ $\times [ед. СГС_e \cdot моль^{-1}]$	$F = Ne = \left\{ M_p Y_p \frac{\mu_N}{\mu_p} \right\} \times$ $\times [\kappa \cdot кмоль^{-1}]$
Магнетон Бора	$\mu_B = \left\{ \frac{he}{4\pi m_e c} = \frac{\alpha^3 c}{32\pi^2 R_\infty^2 Y_p} \times \right.$ $\left. \times \frac{\mu_p}{\mu_B} \right\} [эрг \cdot сек^{-1}]$	$\mu_B = \frac{he}{4\pi m_e c}$ $= \left\{ \frac{\alpha^3 c}{8\pi \mu_0 R_\infty^2 Y_p} \cdot \frac{\mu_p}{\mu_B} \right\} [дж \cdot м \cdot л^{-1}]$
Ядерный магнетон	$\mu_N = \frac{he}{4\pi m_p c} = \left\{ \frac{\alpha^3}{32\pi^2 R_\infty Y_p} \times \right.$ $\left. \times \frac{\mu_N}{\mu_p} \cdot \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [эрг \cdot сек^{-1}]$	$\mu_N = \frac{he}{4\pi m_p c} = \left\{ \frac{\alpha^3 c}{8\pi \mu_0 R_\infty Y_p} \times \right.$ $\left. \times \frac{\mu_N}{\mu_p} \cdot \left( \frac{\mu_p}{\mu_B} \right)^2 \right\} [дж \cdot м \cdot л^{-1}]$
Постоянная тонкой структуры	$\alpha = \frac{2\pi e^2}{hc}$	$\alpha = \frac{e^2}{2\epsilon_0 \hbar c}$
Постоянная Ридберга	$R_\infty = \frac{\alpha^2 m c}{2h} =$ $= \left\{ \frac{2\pi^2 c^4 m}{h^3 c} \right\} \left[ \frac{1}{см} \right]$	$R_\infty = \frac{\alpha^2 m c}{2h} =$ $= \left\{ \frac{m e^4}{8\epsilon_0^2 h^3} \right\} \left[ \frac{1}{м} \right]$
Классический радиус электрона	$r_0 = \frac{e^2}{m c^2} = \left\{ \frac{\alpha h}{2\pi m c} \right\} [см]$	$r_0 = \frac{e^2}{4\pi \epsilon_0 m c^2} =$ $= \frac{\mu_0 e^2}{4\pi m} = \left\{ \frac{\alpha h}{2\pi m c} \right\} [м]$
Радиус первой борновской орбиты	$a_0 = \frac{h}{2\pi m c \alpha} =$ $= \left\{ \frac{h^2}{4\pi^2 m e^2} \right\} [см]$	$a_0 = \frac{h}{2\pi m c \alpha} =$ $= \left\{ \frac{h^2 \epsilon_0}{\pi m e^2} \right\} [м]$

## Основные физические константы \*

Значения констант согласованы по методу наименьших квадратов в 1963 г.  
 Везде принята унифицированная шкала атомных масс ( $A_{\text{C}} = 12$ )

Наименование	Обозначение или формула	Значения	
		в единицах СИ	в единицах СГС (симметричной Гауссовой системы)
Скорость света	$c$	$2,997925 \cdot 10^8 \text{ м} \cdot \text{сек}^{-1}$	$2,997925 \cdot 10^{10} \text{ см} \cdot \text{сек}^{-1}$
Элементарный заряд	$e$	$1,60210 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$	$4,80298 \cdot 10^{-10} \text{ ед. СГС}$
Число Авогадро	$N$	$6,02252 \cdot 10^{23} \text{ кмоль}^{-1}$	$6,02252 \cdot 10^{23} \text{ моль}^{-1}$
Масса покоя электрона	$m_e$	$9,10908 \cdot 10^{-31} \text{ кг}$	$9,10908 \cdot 10^{-28} \text{ г}$
Относительная атомная масса электрона	$M_e$	$5,48597 \cdot 10^{-4}$	$5,48597 \cdot 10^{-4}$
Масса покоя протона	$m_p$	$1,67252 \cdot 10^{-27} \text{ кг}$	$1,67252 \cdot 10^{-24} \text{ г}$
Относительная атомная масса протона	$M_p$	$1,00727663$	$1,00727663$
Масса покоя нейтрона	$m_n$	$1,67482 \cdot 10^{-27} \text{ кг}$	$1,67482 \cdot 10^{-24} \text{ г}$
Относительная атомная масса нейтрона	$M_n$	$1,0086654$	$1,0086654$
Постоянная Фарадея	$F = Ne$	$9,64870 \cdot 10^7 \text{ Кл} \cdot \text{кмоль}^{-1}$	$2,89261 \cdot 10^{14} \text{ ед. СГС} \cdot \text{кмоль}^{-1}$
Постоянная Планка	$h$	$6,62559 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{сек}$	$6,62559 \cdot 10^{-27} \text{ эрг} \cdot \text{сек}$
Постоянная тонкой структуры	$\alpha = \frac{2\pi e^2 \hbar}{hc}$	$7,29729 \cdot 10^{-3}$	$7,29729 \cdot 10^{-3}$
Удельный заряд электрона	$e/m_e$	$1,758796 \cdot 10^{11} \text{ Кл} \cdot \text{кг}^{-1}$	$5,27272 \cdot 10^{17} \text{ ед. СГС} \cdot \text{г}^{-1}$
Квант магнитного потока	$hc/e$	$4,13556 \cdot 10^{-15} \text{ Дж} \cdot \text{м}$	$4,13556 \cdot 10^{-11} \text{ эрг} \cdot \text{см}$
Постоянная Ридберга	$R_{\infty}$	$1,0973731 \cdot 10^7 \text{ м}^{-1}$	$1,0973731 \cdot 10^8 \text{ см}^{-1}$
Радиус первой боровской орбиты	$a_0 = \frac{h}{2\pi m_e c}$	$5,29167 \cdot 10^{-11} \text{ м}$	$5,29167 \cdot 10^{-9} \text{ см}$
Длина комптоновской волны электрона	$h/m_e c$	$2,42621 \cdot 10^{-12} \text{ м}$	$2,42621 \cdot 10^{-10} \text{ см}$
Радиус электрона	$r_e = \frac{h}{2\pi m_e c}$	$2,81777 \cdot 10^{-15} \text{ м}$	$2,81777 \cdot 10^{-13} \text{ см}$
Томпсонское поперечное сечение	$\frac{8\pi r_e^2}{3}$	$6,6516 \cdot 10^{-29} \text{ м}^2$	$6,6516 \cdot 10^{-25} \text{ см}^2$
Длина комптоновской волны протона	$h/m_p c$	$1,321398 \cdot 10^{-15} \text{ м}$	$1,321398 \cdot 10^{-13} \text{ см}$
Гиромагнитное отношение протона	$\gamma_p$	$2,675192 \cdot 10^8 \text{ рад} \cdot \text{сек}^{-1} \cdot \text{мТл}^{-1}$	$2,675192 \cdot 10^8 \text{ рад} \cdot \text{сек}^{-1} \cdot \text{гс}^{-1}$
Гиромагнитное отношение протона без диамагнитной поправки для образования $\text{H}_2\text{O}$	$\gamma_p$	$2,675123 \cdot 10^8 \text{ рад} \cdot \text{сек}^{-1} \cdot \text{мТл}^{-1}$	$2,675123 \cdot 10^8 \text{ рад} \cdot \text{сек}^{-1} \cdot \text{гс}^{-1}$

Магнетон Бора

Ядерный магнетон

Магнитный момент протона

Магнитный момент протона в ядерных магнетонах

Магнитный момент протона в ядерных магнетонах без диамагнитной поправки для образования  $\text{H}_2\text{O}$ 

Универсальная газовая постоянная

Постоянная Больцмана

Первая постоянная излучения

Вторая постоянная излучения

Постоянная Стефана—Больцмана

Гравитационная постоянная

Стандартный объем идеального газа

$$\mu_B = \frac{hc}{4\pi m_p}$$

$$\mu_N = \frac{hc}{4\pi m_p}$$

$$\mu_p$$

$$\mu_p/\mu_N$$

$$\mu_p/\mu_N$$

$$R_0$$

$$k$$

$$C_1 = 2\pi^5 h^6 c^3$$

$$C_2 = hc/k$$

$$\sigma$$

$$G$$

$$V_0$$

$$9,2732 \cdot 10^{-24} \text{ Дж} \cdot \text{мТл}^{-1}$$

$$5,05050 \cdot 10^{-27} \text{ Дж} \cdot \text{мТл}^{-1}$$

$$1,41049 \cdot 10^{-26} \text{ Дж} \cdot \text{мТл}^{-1}$$

$$2,79276$$

$$2,79268$$

$$8,31434 \cdot 10^8 \text{ Дж} \cdot \text{кмоль}^{-1} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$1,38054 \cdot 10^{-23} \text{ Дж} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$3,74150 \cdot 10^{-16} \text{ Вт} \cdot \text{м}^2$$

$$1,43879 \cdot 10^{-2} \text{ м} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$5,6697 \cdot 10^{-8} \text{ Вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{град}^{-4}$$

$$6,670 \cdot 10^{-11} \text{ м} \cdot \text{м}^2 \cdot \text{кг}^{-2} \cdot \text{сек}^{-2}$$

$$22413,6 \cdot 10^{-3} \text{ м} \cdot \text{кмоль}^{-1}$$

$$9,2732 \cdot 10^{-21} \text{ эрг} \cdot \text{гс}^{-1}$$

$$5,05050 \cdot 10^{-24} \text{ эрг} \cdot \text{гс}^{-1}$$

$$1,41049 \cdot 10^{-23} \text{ эрг} \cdot \text{гс}^{-1}$$

$$2,79276$$

$$2,79268$$

$$8,31434 \cdot 10^7 \text{ эрг} \cdot \text{моль}^{-1} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$1,38054 \cdot 10^{-18} \text{ эрг} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$3,74150 \cdot 10^8 \text{ эрг} \cdot \text{см}^2 \cdot \text{сек}^{-1}$$

$$1,43879 \text{ см} \cdot \text{град}^{-1}$$

$$5,6697 \cdot 10^{-6} \text{ эрг} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{град}^{-4}$$

$$6,670 \cdot 10^{-8} \text{ дин} \cdot \text{см}^2 \cdot \text{г}^{-2} \cdot \text{сек}^{-2}$$

$$22413,6 \text{ см} \cdot \text{моль}^{-1}$$

Продолжение табл. 2

## Соотношение некоторых единиц и величин

Наименование	Символ	Значение
Атомная единица массы	а. е. м.	$1,66043 \cdot 10^{-27} \text{ кг}$
Электрон-вольт	эВ	$1,60210 \cdot 10^{-19} \text{ Дж}$
Энергия, соответствующая массе электрона	$A_e$	$511006 \text{ эВ}$
Энергия, соответствующая массе протона	$A_p$	$938,256 \text{ МэВ}$
Энергия, соответствующая массе нейтрона	$A_n$	$939,550 \text{ эВ}$

\* По данным статьи Р. Р. Собол, J. W. M. Du Mond, Rev. of modern physics, 1965, в. 37, no 4.

В заключение сделаем замечания о тех неточностях, которые встречаются в научной и учебной литературе при изложении вопросов, связанных с единицами и константами.

1. Соотношение  $[A] [A] = [B] [B]$  имеет место в случае, когда  $A$  и  $B$  относятся к единицам одних и тех же величин двух систем одинаковой размерности, основные единицы которых однородны. Это, например, будет справедливо при сопоставлении механических величин системы СГС и МКС. Основные единицы в этих системах однородны и обе они трехразмерны. В то же время единицы заряда в системах СГС и МКСА не являются однородными и, кроме того, одна из систем трехразмерная, а другая — четырехразмерная. Между тем в многочисленных учебниках и руководствах дается такое соотношение между единицами количества электричества в системах СГС и МКСА, что неизбежно приводит к ошибке при анализе размерностей.

2. Следующее замечание связано с вычислением значения одной константы по значениям других, если известна зависимость между ними. Если не вдаваться в вопросы согласования значений констант и принимать их с теми погрешностями, которые приводятся в авторитетных литературных источниках, становится ясно, что вычисления не могут дать значения константы с большей точностью, чем точность значений констант, по которым производится вычисление. В литературе и по этому, казалось бы совершенно ясному, вопросу встречаются ошибочные указания.

Так, например, в превосходном курсе физики\* авторы К. А. Путилов и В. А. Фабрикант, утверждают, что «если подставить сюда числовые значения универсальных констант ( $l$ ,  $h$ ,  $c$ ,  $m$ ), то получается следующее теоретическое значение постоянной Ридберга:  $R_\infty = 109\,737,3 \text{ см}^{-1}$ , тогда как экспериментами из спектроскопических измерений найдено, что  $R_\infty = 109\,677,58$ . Если последнее утверждение о точности экспериментального определения  $R_\infty$  справедливо, то утверждение о его теоретическом значении, приведенном выше, лишено оснований.

Действительно, подставляя в формулу  $R_\infty = \frac{2\pi^2 e^4 m}{h^3 c}$  экспериментальные значения  $e$ ,  $m$ ,  $h$  и  $c$ , невозможно получить  $R_\infty$  с точностью, указанной авторами.

3. Последнее замечание касается приводимых Дюмондом и Коэном значений массы протона и нейтрона в атомных единицах массы (а. е. м.).

Спектрометрия позволяет определить атомные массы с высокой степенью точности. Следует лишь иметь в виду, что выражения масс протона и нейтрона в а. е. м. — не что иное, как относительные значения этих масс по отношению к одной двенадцатой части массы атома углерода. В приведенной табл. 2 они даны с относительной погрешностью соответственно порядка  $10^{-7}$  и  $4 \cdot 10^{-7}$ , в то время, как атомная единица массы, выраженная в граммах или в килограммах, приводится с относительной погрешностью порядка  $10^{-5}$ . Это только кажущееся противоречие, так как при переходе от масс протона или нейтрона, выраженных в а. е. м., к массам, выраженным в граммах или в килограммах, погрешность  $\delta$  произведения  $\mu_p$  [а. е. м.]  $\times 1,66043 \cdot 10^{-27} \text{ кг/а. е. м.}$  не может быть меньше погрешности атомной единицы массы, выраженной в килограммах.

\* Путилов К. А., Фабрикант В. А. Курс физики, т. III, изд. 2. Физматгиз, М., 1963, стр. 257.

Поступила в редакцию  
4/XI 1965 г.



ВНИИМ

### СПЕЦИФИКАЦИЯ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭТАЛОННЫХ НОРМАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Консультативный комитет по электричеству на десятой сессии в 1963 г. принял решение пересмотреть спецификацию для изготовления нормальных элементов (н. э.), принятую на Лондонской конференции 1908 г., и другие спецификации, сообщенные Консультативному комитету [1—5], а также осуществить обмен опытом между национальными лабораториями по изготовлению насыщенных н. э. Вестона. Центром для обмена подробными информацией по предложению председателя Комитета Г. Д. Бурдуна было избрано Международное бюро мер и весов (МБМВ).

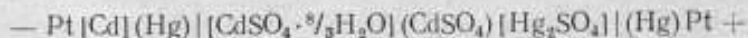
Основываясь на этом решении, ВНИИМ представил в МБМВ применяемую в настоящее время спецификацию для изготовления н. э. В основу ее положена уточненная и дополненная результатами теоретических и экспериментальных работ спецификация, принятая на Лондонской конференции 1908 г. [6—10].

Изучение непостоянства э. д. с. н. э., изготовленных в 1920—1925 гг., показало, что при транспорте н. э. ингредиенты н. э. в катодной ветви смешиваются. Вследствие этого э. д. с. н. э. повышается и становится непостоянной. Было установлено, что причиной смешения является подвижность ртути. Для уменьшения подвижности была изменена конструкция стеклянной оболочки н. э. путем устройства в катодной ветви оболочки второй крутой перетяжки. При транспорте н. э., изготовленных в оболочках новой конструкции, из Европы в Америку и обратно не было замечено смешения ингредиентов, э. д. с. этих н. э. была устойчива. Оболочку новой конструкции (модель ВНИИМ) применяют с 1929 г. и по настоящее время.

Изучение «кислых» н. э. с различной концентрацией серной кислоты в электролите привело к заключению, что для изготовления их можно применять концентрации серной кислоты от 0,01 до 0,06 н. Изготавливать н. э. в оболочках модели ВНИИМ с тремя перетяжками и с электролитом, содержащим 0,03 н.  $H_2SO_4$ , предложил А. К. Колосов [11].

Для изготовления н. э. принята 10%-ная амальгама кадмия, находящаяся в двухфазном состоянии в широком интервале температур (от  $-8$  до  $+51^\circ C$ ).

Схема гальванической цепи насыщенного нормального элемента имеет вид:



Химические вещества гальванической цепи н. э. изготавливают следующими методами.

Дистиллированную воду (ГОСТ 6709—53) последовательно перегоняют три раза: два раза — в аппаратах из химически стойкого стекла (добавив в кипятильник при первой перегонке перманганат калия и гидроксид бария), третий раз — в платиновом или кварцевом аппарате. При каждой перегонке собирают только среднюю фракцию.

Качество полученных дистиллятов контролируют методом определения удельной электрической проводимости, которая при 20° С для первого дистиллята должна быть в пределах  $(1,8 \div 2,2) \cdot 10^{-4}$ , для второго — в пределах  $(1,3 \div 1,6) \cdot 10^{-4}$ , для третьего  $(0,9 \div 1,1) \cdot 10^{-4}$  *сим/м*. Для изготовления н. э. применяют третий дистиллят.

«Химически чистую» серную кислоту (ГОСТ 4204—48) перегоняют в кварцевом аппарате при 270 ÷ 290° С. Для изготовления н. э. применяют среднюю фракцию.

Исходным продуктом для получения ртути, пригодной для применения в гальванической цепи н. э., служит ртуть марки Р-2 по ГОСТ 4658—49, которую фильтруют и последовательно промывают разбавленной азотной кислотой, 10%-ной хромовой смесью и снова разбавленной азотной кислотой и водой. Обработанную таким образом ртуть подвергают электрохимической очистке, при которой анодом служит ртуть, катодом — платиновая пластинка, электролитом — 10%-ный раствор азотной и серной кислот. Постоянный ток при электролизе должен быть плотностью  $0,3 \div 0,5$  *а/дм<sup>2</sup>* поверхности ртути. Продолжаться электролиз должен не менее 6 ч. После электролиза ртуть промывают разбавленной азотной кислотой и водой и, осушив, перегоняют в приборе Хюлетта при 200° С и при уменьшенном давлении, пропуская через ртуть сухой воздух. Давление воздуха в приборе Хюлетта поддерживают равным 25 мм рт. ст. Парциальное давление кислорода воздуха при этом составляет 5 мм рт. ст. В этих условиях металлы, стоящие в ряду напряжения до ртути и растворенные в ней, переходят в парообразное состояние, окисляются кислородом воздуха и в виде окислов собираются вместе с перегнанной ртутью в приемнике, а металлы, стоящие в ряду напряжения после ртути, не перегоняются и остаются в кипятильнике. Поэтому в кипятильнике необходимо оставлять небольшое количество ртути. Перегнанную ртуть отделяют от окислов металлов фильтрованием. Ртуть перегоняют при уменьшенном давлении не менее двух раз и окончательно — в вакууме.

Амальгаму готовят из очищенной ртути и металлического кадмия марки КдО (ГОСТ 1467—58), предварительно очищенного методом фракционной дистилляции в вакууме до содержания примесей по данным спектрального анализа не более  $1 \cdot 10^{-3}\%$  и кадмия более 99,99997%.

Навеску металлического кадмия промывают 10%-ной  $H_2SO_4$  и помещают в стеклянную чашку, в которую наливают перегнанную в вакууме ртуть в количестве, необходимом для получения амальгамы, содержащей 10% кадмия. Заливают оба металла 10%-ной серной кислотой, чашку помещают на кипящую водяную баню и нагревают до полного растворения кадмия в ртути, изредка перемешивая металлы стеклянной палочкой. При этом необходимо следить, чтобы оба металла все время были покрыты серной кислотой, которая предохраняет амальгаму от окисления. Полученную амальгаму хранят под слоем 10%-ной серной кислоты.

Сульфат закиси ртути получают электролитическим методом [12, 13], при котором образуется осадок смеси кристаллов  $Hg_2SO_4$  размером от 3 до 40 мкм с тонко раздробленной ртутью. Мелкие кристаллы обеспечивают хорошую воспроизводимость э. д. с. н. э., а тонко раздробленная ртуть препятствует окислению соли сульфата закиси ртути в сульфат окиси.

Для получения сульфата закиси ртути в большой стеклянный цилиндр вставляют меньший цилиндр, наливают в него слой 15—20 мм перегнан-

ной ртути и оба цилиндра заполняют электролитом (раствор  $H_2SO_4$  1 : 6) так, чтобы слой электролита в большом цилиндре значительно превышал высоту меньшего цилиндра. В центр меньшего цилиндра опускают стеклянную мешалку, чтобы она, вращаясь со скоростью 200 об/мин, скользила по поверхности ртути. Анодом служит ртуть, катодом — платиновая пластинка, укрепленная в верхнем слое электролита, заполняющего большой цилиндр. Для электролиза включают постоянный ток, плотность которого должна быть 2—2,5 а/дм<sup>2</sup> поверхности ртутного анода.

Чтобы избежать образования окисной пленки на поверхности ртути, в первые минуты после включения ток следует несколько раз выключать и снова включать. Как только электролит будет насыщен образующимся сульфатом закиси ртути, соль в виде белых мелких кристаллов выпадет на поверхности ртути. При работе мешалки с указанной скоростью соль вместе с электролитом перебрасывается во внешний цилиндр и оседает между цилиндрами. По мере израсходования ртути на образование  $Hg_2SO_4$  в процессе электролиза необходимо опускать мешалку так, чтобы она скользила по поверхности ртути и перебрасывала соль во внешний цилиндр, иначе на аноде может произойти вторичная реакция и часть закиси сульфата ртути будет окислена до сульфата окиси.

Электролиз длится 6 ч, но перемешивание продолжают до тех пор, пока весь сульфат закиси ртути из внутреннего цилиндра будет переброшен во внешний цилиндр. Затем электролит и ртуть сливают сифоном, вынимают внутренний цилиндр, соль заливают свежим электролитом и возобновляют перемешивание, продолжая его еще не менее 2 ч, что способствует унификации размеров полученных кристаллов соли. Окончив перемешивание, соль декантацией переносят в небольшую банку из оранжевого стекла, заливают новой порцией электролита и хранят в затемненном помещении до изготовления н. э. При этом необходимо, чтобы соль всегда была покрыта раствором  $H_2SO_4$  1 : 6, так как при соприкосновении с воздухом происходит ее окисление.

Исходным продуктом для получения  $CdSO_4 \cdot \frac{8}{3}H_2O$  служит химически чистый сульфат кадмия по ГОСТ 4456—56. Профильтрованный водный раствор этой соли выпаривают и полученную соль прокалывают в платиновых чашках при 600—700° С. После прокалывания получается белоснежная соль безводного сульфата кадмия, которую кристаллизуют три раза, причем при первой кристаллизации — из раствора, подкисленного серной кислотой, благодаря которой окись кадмия переходит в сульфат кадмия. Кристаллизацию ведут при температуре  $40 \pm 1^\circ C$ , что обеспечивает образование кристаллов состава  $CdSO_4 \cdot \frac{8}{3}H_2O$ , так как в точке  $43,4^\circ C$  выпадают кристаллы состава  $CdSO_4 \cdot H_2O$ , присутствие которых в н. э. вызывает изменение значения э. д. с. и температурного коэффициента н. э. [14].

Кристаллы  $CdSO_4 \cdot \frac{8}{3}H_2O$  образуются прозрачные и мутные. Те и другие одинаково пригодны для изготовления н. э. Чистоту полученных кристаллов контролируют методом эмиссионного спектрального анализа.

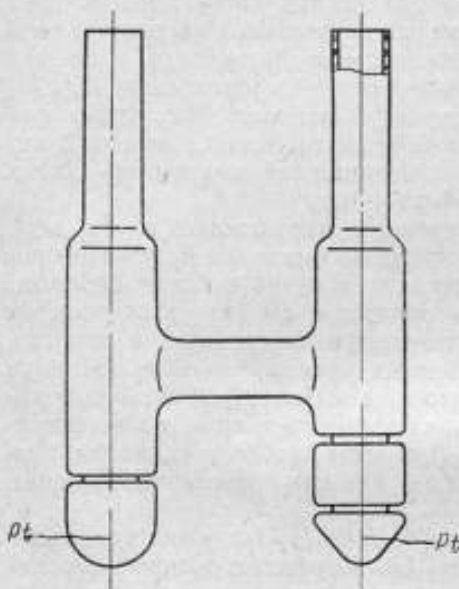
Электролитом в н. э. служит насыщенный при 20° С водный раствор кристаллов  $CdSO_4 \cdot \frac{8}{3}H_2O$ . Так как скорость растворения этой соли очень мала, необходимо вести растворение, непрерывно размешивая раствор до полного его насыщения. Когда концентрация раствора близка к точке насыщения, в него добавляют несколько порций тонко растертых кристаллов, которые после размешивания раствора в течение 8—10 ч образуют стойкую взвесь, что является внешним признаком достижения точки насыщения. Плотность насыщенного раствора при 20° С  $1,6172 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>. Приготовленный таким способом насыщенный раствор сульфата кадмия



имеет нейтральную реакцию по конго-рот и служит электролитом для изготовления «нейтральных» н. э.

Для приготовления «кислого» электролита в нейтральный насыщенный раствор сульфата кадмия, приготовленный описанным выше способом, добавляют концентрированную серную кислоту в количестве, обеспечивающем заданную кислотность. При этом необходимо раствор размешивать очень энергично, а кислоту вводить редко падающими каплями.

Нормальный элемент изготавливают в изображенной на рисунке оболочке Н-образной формы из химически стойкого стекла марки ХУ-1 по ГОСТ 9111—59. Диаметр вертикальных трубок  $14+16$  мм, горизонтальных  $10+11$  мм, высота оболочки 100 мм. В нижней части анодной ветви оболочки сделана одна крутая перетяжка, а в нижней части катодной ветви — две такие же перетяжки. Нижняя перетяжка в катодной ветви предохраняет от перемещения ртути, верхняя и перетяжка в анодной ветви — другие химические вещества, которыми заполняют ветви оболочки.



Стекло́нная оболочка для нормального элемента (модель ВНИИМ).

Электролиз ведут при постоянном токе  $0,1$  а и прекращают, как только ртуть, осаждающаяся на катоде, начнет падать мелкими каплями на дно оболочки. Оболочки промывают разбавленной азотной кислотой, водой и сушат при  $110^{\circ}$  С.

Для изготовления насыщенного н. э. стеклянную оболочку заполняют химическими веществами, осуществляющими гальваническую цепь элемента в следующей последовательности.

1. Анодную ветвь оболочки на  $2-3$  мм ниже перетяжки заполняют отмытой от следов серной кислоты и просушенной кадмиевой амальгамой, приведенной предварительно в однофазное жидкое состояние нагреванием на кипящей водяной бане. Для предохранения от окисления амальгаму после введения в оболочку необходимо залить слоем электролита.

2. В катодную ветвь оболочки до первой перетяжки наливают ртуть, перегнанную в вакууме накануне изготовления элементов, и удаляют из нее даже ничтожные пузырьки воздуха.

3. Пространство между нижней и верхней перетяжками в катодной ветви заполняют сульфатом закиси ртути в виде пасты. Для приготовления пасты сульфат закиси ртути промывают электролитом, заканчивая промывку, когда промывные воды будут иметь кислотность, равную кислот-

ности электролита. Затем берут 3/4 по объему промытого сульфата закиси ртути и смешивают с 1/4 тонко растертых кристаллов  $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$ , добавляя эту смесь электролитом до такой консистенции, чтобы полученная паста легко вытекала из стеклянной трубки и ее легко было набирать. Приготовлять пасту необходимо непосредственно перед заполнением ею катодной ветви н. э.

4. Когда введенная паста уплотнится, в обе ветви оболочки наливают электролит примерно на 1 мм выше перетяжек и малыми порциями всыпают в него такое количество тонко растертых кристаллов  $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$ , чтобы слой их был на 1÷2 мм выше перетяжек. Оболочки помещают на 24 ч в термостат при 25° С. За это время на поверхности кристаллов образуется «корочка», увеличивающая механическую прочность н. э. Применение тонко измельченных кристаллов в н. э. объясняется следующим. Определение у большого числа н. э. внутреннего электрического сопротивления в различные сроки показало, что у н. э. с тонко измельченными кристаллами в течение десятков лет, как правило, сохраняется нормальное сопротивление 400—600 ом. У н. э. с малоизмельченными кристаллами уже через год по изготовлению сопротивление превосходит 1000 ом и продолжает расти, достигая со временем нескольких тысяч ом. Сопротивление не оказывает влияния на э. д. с. н. э., но при сопротивлении, превышающем 1000 ом, понижается чувствительность некоторых электрических цепей, в которых применяют н. э.

5. Оболочки наполняют электролитом несколько выше поперечной трубки и герметически запаивают.

По данной спецификации во ВНИИМ изготовлены в 1925—1966 гг. первичный групповой эталон вольта (хранимый во ВНИИМ), вторичные групповые и одиночные эталоны вольта (храняемые во ВНИИМ и в НИИМИП), образцовые н. э. 1-го и 2-го разрядов, которыми оснащены институты и ГКЛ Комитета. Из числа эталонных элементов в разное время в 1933—1966 гг. МБМВ передано 29 н. э., часть которых вошла в групповой эталон э. д. с. МБМВ [15].

Настоящая спецификация является основой производственной инструкции для изготовления н. э. на отечественных заводах и главные положения ее отражены в государственных стандартах, разработанных во ВНИИМ с 1934 по 1966 г.\*

В результате внедрения спецификации прекратился ввоз н. э. из-за рубежа, что имеет большой экономический эффект для нашей страны.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Herou R. et Thibault M. «Considération sur les conditions de stabilité optimale des éléments Weston saturés». Comité International des Poids et Mesures. Comité Consultatif d'électricité. 10 Session, 1963, Annexe I, p. 19.
2. International Conference on Electrical Units and Standards. London, 1908.
3. Егоров Н. Г. Лондонская международная конференция об электрических единицах и эталонах. «Временник Главной палаты мер и весов», ч. 10, 1908.
4. Spécifications proposées pour la pile étalon Weston. Type N. P. L. Comité International des Poids et Mesures, Procès-Verbaux des séances. Deuxième série Tome XIX. 1939, Annexe E-17. National Physical Laboratory.
5. «Méthode employée au laboratoire électrotechnique pour construire les éléments étalons Weston. «Comité consultatif d'électricité auprès du Comité International des Poids et Mesures. Sessions de 1952, Annexe E6 Electrotechnical Laboratory, Tokyo.
6. Колосов А. К. Международный нормальный элемент Вестона. «Временник Главной палаты мер и весов», вып. 3 (15), 1929.
7. Колосов А. К. Опыт установления спецификации для международных элементов Вестона. «Труды Главной палаты мер и весов», вып. 137, 1934.

\* ОСТ ВКС 7457, ГОСТ 1954—43, ГОСТ 1954—55, ГОСТ 1954—64.

8. Колосов А. К. Нормальные элементы Вестона как эталон международного вольта. Сообщение Главной палаты мер и весов СССР Консультативному комитету по электричеству и фотометрии, вып. 100. Изд. «Стандартизация и рационализация», 1932.
9. Инструкция № 90 для приготовления, использования и хранения международных нормальных элементов Вестона ОСТ/ВКС 7457.
10. Мюллер В. В. Нормальные элементы Вестона со свободной серной кислотой в электролите. «Труды ВНИИМ», вып. 16 (32), 1938.
11. Comité International des Poids et Mesures, Comité Consultatif d'Electricité, Session de 1952, p. E13.
12. Wolff F. A. and Waters C. E. NBS, Bulletin N 4, 1907.
13. Hulett G. A. Phys. Rev., v. 32, 1911, p. 257.
14. Vinal G. W. and Brickwedde L. H. J. of Res, N 135, v. 26, p. 451, 1941.
15. Колосов А. К., Мюллер В. В., Чураева Е. С. Нормальные элементы Вестона, передаваемые Международному Бюро мер и весов. «Труды ВНИИ метрологии и стандартизации», вып. 127. Л.—М., изд. «Стандартизация и рационализация», 1933.

Поступила в редакцию  
1/XI 1965 г.

ВНИИМ

### МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КАТУШЕК

В процессе первичной поверки измерительных катушек электрического сопротивления наиболее трудоемко определение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  температурной формулы сопротивления

$$R_t = R_{20} [1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2], \quad (1)$$

где  $R_t$  и  $R_{20}$  — действительные значения сопротивлений катушек при температуре  $t$  и  $20^\circ \text{C}$ .

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  поверяемой катушки определяют в пределах рабочего диапазона температур  $t_{\min} - t_{\max}$ , измеряя ее сопротивление при трех значениях температуры цикла  $t_{\min} \rightarrow t_{\max}$  и трех значениях цикла  $t_{\max} \rightarrow t_{\min}$  [1]. Сопротивление катушки  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  при  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$  измеряют потенциометром или мостом методом ее замещения образцовым сопротивлением при  $20^\circ \text{C}$ .

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  вычисляют отдельно для каждого цикла по формулам:

$$\alpha = \frac{(R_2 - R_1)(t_3 - t_2)(t_3 + t_2 - 40) + (R_3 - R_2)(t_2 - t_1)(40 - t_2 - t_1)}{R_{\text{ном}}(t_3 - t_2)(t_3 - t_1)(t_2 - t_1)}, \quad (2)$$

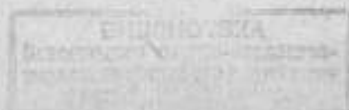
$$\beta = \frac{(R_3 - R_2)(t_2 - t_1) - (R_2 - R_1)(t_3 - t_2)}{R_{\text{ном}}(t_3 - t_2)(t_3 - t_1)(t_2 - t_1)}, \quad (3)$$

где  $R_{\text{ном}}$  — номинальное значение сопротивления поверяемой катушки.

За действительные принимают средние арифметические значения  $\alpha$  и  $\beta$ , полученные в результате измерения сопротивления катушки при повышении и понижении температуры.

Определение температурных коэффициентов сопротивления поверяемой катушки связано с непроизводительной затратой времени и труда на шестикратное уравнивание измерительной установки при включении в ее цепь образцовой меры, а также на вычисление шести значений измеряемого сопротивления. Кроме того, каждое включение образцовой меры вносит случайную погрешность в результат определения  $\alpha$  и  $\beta$ .

Для устранения этих недостатков рекомендуется новый метод определения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ , осуществляемый с помощью мостовых измерительных установок типов УМКС-1 и УМИС-1 с относительным отсчетом показаний. В настоящее время эти установки внедряются в поверочную практику [2, 3]. Изменение сопротивления катушек в зависимости от температуры устанавливают при этом непосредственно по отсчетам относительных показаний уравниваемой мостовой измерительной цепи без применения образцовых мер сопротивления. Поверяемую катушку





помещают в термостат с регулируемой температурой и включают в одно из плеч сравнения мостовой установки последовательно с тарной катушкой, которую включают в другое плечо сравнения. Температуру тарной катушки и элементов сопротивления моста поддерживают постоянной. Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  определяют как при повышении, так и при понижении температуры поверяемой катушки в пределах  $t_{\min} - t_{\max}$ . В том и другом случае отсчитывают три показания измерительной установки  $r_1$ ,  $r_2$  и  $r_3$  в состоянии ее равновесия при температуре катушки  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ .

Разности отсчетов  $r_3 - r_2$  и  $r_2 - r_1$  в миллионных или десятимиллионных долях относительно номинального значения сопротивления регулируемого плеча мостовой установки являются искомыми относительными разностями сопротивлений поверяемой катушки. Они дают возможность определить температурные коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  по формулам:

$$\alpha = \frac{(r_2 - r_1)(t_3 - t_2)(t_3 + t_2 - 40) + (r_3 - r_2)(t_2 - t_1)(40 - t_2 - t_1)}{(t_2 - t_2)(t_3 - t_1)(t_2 - t_1)}; \quad (4)$$

$$\beta = \frac{(r_3 - r_2)(t_2 - t_1) - (r_2 - r_1)(t_3 - t_2)}{(t_3 - t_2)(t_3 - t_1)(t_2 - t_1)}. \quad (5)$$

Значения коэффициентов, вычисленные отдельно для каждого цикла измерений при повышении и понижении температуры катушки, усредняют.

Предлагаемый метод позволяет повысить как производительность поверочных работ, так и точность определения температурных коэффициентов сопротивления катушек за счет исключения погрешностей, связанных с использованием образцовых мер сопротивления. Однако в поверочной практике новый метод не рекомендуется применять при использовании потенциометров и обычных измерительных мостов независимо от их класса точности.

Во ВНИИМ этим методом были определены на установке типа УМКС-1 температурные коэффициенты эталонных и образцовых мер сопротивления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Инструкция 177-64 по поверке измерительных катушек электрического сопротивления. М., Стандартгиз, 1964.
2. Ш и г о р и в В. П. Мост для сравнения эталонных и образцовых сопротивлений в пределах от 0,001 до 100 000 ом. «Измерительная техника», 1960, № 4.
3. Ш и г о р и в В. П. Мостовая установка для точных измерений сопротивлений типа УМИС-1. «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142), М.—Л., Изд. стандартов, 1965.

Поступила в редакцию  
4/XI 1965 г.

СВЕРДЛОВСКИЙ ФИЛИАЛ ВНИИМ

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАЗЦОВОЙ КОМБИНИРОВАННОЙ МЕРЫ  
СОПРОТИВЛЕНИЯ НА ТОК ДО 100 кА**

Образцовая комбинированная мера сопротивления разработана Свердловским филиалом ВНИИМ и изготовлена Краснодарским заводом ЗИП.

Она состоит из десяти элементов, аналогичных шунтам с воздушным охлаждением. Каждый элемент меры рассчитан на ток 10 кА, при котором температура их перегрева не превышает 120° С. При измерении большого тока элементы меры включают в разветвления его цепи. На предприятиях электрохимической промышленности, где измеряют большие токи, обычно имеются такие разветвления. Потенциальные зажимы элементов меры с одинаковой полярностью объединяют с помощью проводов и уравнительных сопротивлений в общий потенциальный зажим всей комбинированной меры [1, 2]. Суммарный ток  $I$  всего разветвления (ток в общей цепи) вычисляют по формуле

$$I = \frac{U}{R_s},$$

где  $U$  — разность потенциалов между двумя объединенными зажимами комбинированной меры;

$R_s$  — эквивалентное сопротивление параллельно соединенных элементов меры [1].

Исследование комбинированной меры проводили с целью ее аттестации. Так как лаборатории не располагают источниками постоянного тока до 100 кА, то проводилось исследование элементов меры при токах до 10 кА в условиях, близких к условиям их эксплуатации. По результатам этих исследований оценивали погрешность всей комбинированной меры. Кроме того, был экспериментально проверен принцип суммирования разветвленных токов с помощью элементов комбинированной меры. Теоретическое обоснование этого принципа было выполнено в работах [1, 2].

Источниками погрешности элементов меры являются зависимость их сопротивления от нагрузки (т. е. от силы тока в них или от их температуры), распределения тока (от качества контактов в токовых зажимах), а также зависимость измеряемого падения напряжения на элементах меры от значения т. э. д. с., возникающей на их потенциальных зажимах. Эти источники погрешности были установлены при исследовании шунтов для измерения больших постоянных токов [3].

Изготовленные элементы меры стабилизировали при температуре 180° С в течение 100 ч. Для уменьшения нагрузочной погрешности они изготовлены из пруткового марганца диаметром 6 мм со специально подобранной температурной характеристикой. Для уменьшения погрешности от распределения тока и влияния т. э. д. с. на элементах меры

установили по две пары потенциальных зажимов, изготовленных из того же материала, что и наконечники элементов [3].

Предварительное исследование элементов комбинированной меры сопротивления было выполнено в Свердловском филиале ВНИИМ. В исследовании вошли оценки нагрузочной погрешности, погрешности от распределения тока, а также погрешности от влияния т. э. д. с. Элементы меры включали в цепь тока до 10 ка, источником которого являлась установка из десяти параллельно включенных медно-закисных выпрямителей. Для включения мер применяли алюминиевые шины длиной 1,5 м и сечением  $120 \times 10$  мм<sup>2</sup> (по две с каждой стороны наконечника элемента). В условиях эксплуатации к каждому наконечнику подключаются по одной алюминиевой шине сечением  $250 \times 29$  мм<sup>2</sup>. В обоих случаях большая сторона сечения шин располагается вертикально. Таким образом, сечение и расположение токоподводящих шин при исследовании обуславливали приблизительно такие же условия охлаждения элементов меры, как и при их эксплуатации. Два потенциальных зажима на каждом наконечнике элемента меры объединяли в один через катушку сопротивления по 10 ом. Сопротивление элементов меры измеряли с помощью двойного моста и образцовой меры сопротивления, аттестованной во ВНИИМ. Влияние сопротивления перемычки между элементом комбинированной меры и образцовой на результат измерения исключали, меняя местами внутренние и внешние плечи моста [4]. Погрешность измерения сопротивлений элементов меры составляла 0,05%, а погрешность определения относительных изменений этих сопротивлений не превышала 0,03%.

Ход нагрузочных характеристик десяти элементов комбинированной меры примерно одинаков (рис. 1, пунктирные линии). Как видно из рисунка, при изменении тока в пределах 1–10 ка относительные изменения сопротивления элементов меры не превышают 0,15%. Если за действительное значение сопротивления каждого элемента меры принять среднее между максимальным и минимальным его значениями, то при любом токе в пределах 1–10 ка относительное отклонение сопротивления каждого элемента от этого значения не превысит  $\pm 0,08\%$ .

Чтобы исследовать влияние распределения тока в элементах меры на значения их сопротивления, каждый элемент предварительно прогревали в течение 2 ч током 2 ка до установления теплового равновесия. При этом же токе измеряли сопротивление элемента, включаемого на различное число токовых зажимов, чем обеспечивалось различное распределение тока в элементе. Относительное изменение сопротивления элементов оказалось не превышающим 0,03%, т. е. оставалось в пределах погрешности измерений. Правильность полученных результатов была подтверждена совпадением значений сопротивления элементов меры при многократных включениях его на все токовые зажимы.

Для приближенной оценки влияния т. э. д. с. на сопротивление элемента меры один из его наконечников погружали в нагретую масляную ванну, а другой оставляли над уровнем масла. Температуры наконечников измеряли медьконстантановыми термопарами, а т. э. д. с. между объединенными потенциальными зажимами на наконечниках — гальванометром с последовательно включенным большим сопротивлением. Значение т. э. д. с., приходящееся на 1° С разности температур наконечников, оказалось  $1,1 \div 1,5$  мкв. Таким образом, даже при разности температур наконечников 10° С (что в условиях эксплуатации меры фактически не достигается) т. э. д. с. между объединенными потенциальными зажимами элемента не превысит 0,025% от падения напряжения на нем.

Чтобы более точно оценить влияние т. э. д. с. на погрешность элементов меры, последние прогревали большим током до установления равно-



весного теплового состояния, и т. э. д. с. между объединенными потенциальными зажимами элемента измеряли тем же гальванометром сразу после выключения тока. Вследствие значительной тепловой инерции шин и самих элементов меры тепловое состояние последних за время измерения (порядка 10 сек) практически не изменялось. Измеренные на элементах меры значения т. э. д. с. составляли 0,001—0,008% от падения напряжения, которое создавалось при прохождении по ним нагревшего их тока. Среднее значение т. э. д. с. всех элементов комбинированной меры не превысило 0,003% от среднего значения падения напряжения на одном элементе. Так как при соединении элементов меры в комбинированную меру т. э. д. с. отдельных элементов окажутся направленными навстречу одна другой, то погрешность комбинированной меры от влияния т. э. д. с. будет еще меньше.

Более точно комбинированная мера сопротивления исследована во ВНИИМ. Источником регулируемого постоянного тока до 7,5 ка служила аккумуляторная батарея. Элементы меры включали в цепь этого тока с помощью тех же шин, что и при предварительном исследовании в Свердловском филиале ВНИИМ. Два потенциальных зажима на каждом окончательном элементе меры объединяли в один через катушки сопротивления по 100 ом, входящие в специальный комплект. Сопротивление элементов меры измеряли магнитным компаратором с двухкаскадным делителем напряжения [5]. Погрешность измерения при этом не превышала 0,02%. Все исследования элементов меры, проведенные ранее в Свердловском филиале ВНИИМ, были выполнены с большей точностью. Кроме того, экспериментально был проверен принцип суммирования разветвленных токов с помощью элементов комбинированной меры сопротивления.

Полученные во ВНИИМ нагрузочные характеристики элементов меры изображены на рис. 1 сплошными линиями. Сопоставление этих

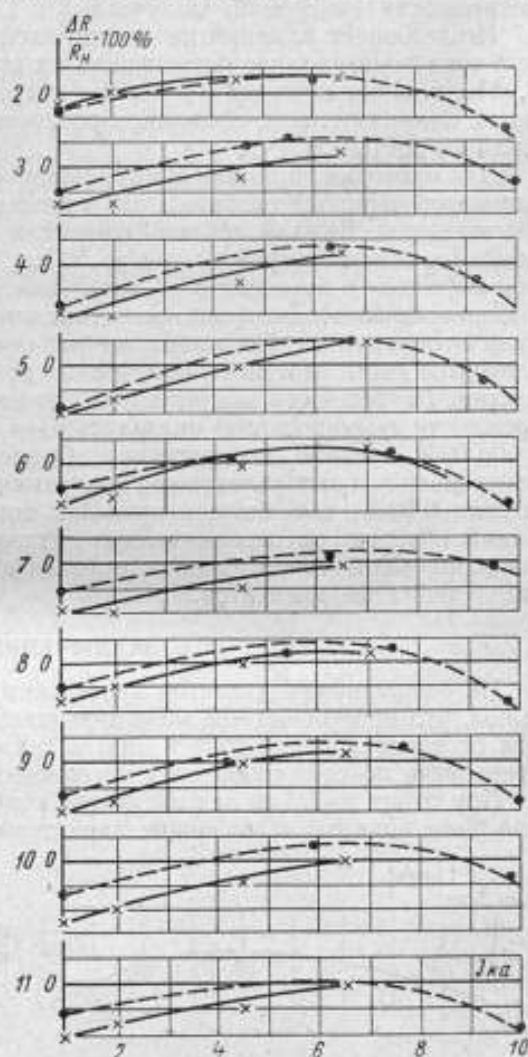


Рис. 1. Нагрузочные характеристики элементов № 2—11 комбинированной меры сопротивления. На оси ординат отмечены относительные погрешности сопротивления элементов меры  $\left(\frac{\Delta R}{R_n} \cdot 100\%\right) \neq \pm 0,05\%$ .



характеристик с полученными в Свердловском филиале ВНИИМ показывает, что они имеют одинаковый вид. Для любого элемента меры разность значений сопротивления, соответствующих какому-либо току в пределах  $I \pm 7,5$  ка и найденных из этих характеристик, не превышает 0,05% от среднего значения сопротивления элемента меры, т. е. находится в пределах погрешности измерений, полученных в Свердловском филиале ВНИИМ.

Исследование влияния на сопротивления элементов меры распределения тока показало, что погрешность их от этого источника не превышает 0,02%, т. е. заключается в пределах погрешности во ВНИИМ, а исследование влияния т. э. д. с. целиком подтвердило результаты Свердловского филиала ВНИИМ.

Для проверки принципа суммирования разветвленных токов с помощью элементов меры были собраны две группы параллельно соединенных элементов меры. Каждая группа содержала по пяти элементов и являлась комбинированной мерой на ток до 50 ка. Сопротивление группы при каком-либо токе в пределах 5—7,5 ка, измеренное между ее объединенными потенциальными зажимами, сопоставляли с эквивалентным сопротивлением этой группы. Последнее вычисляли по значениям сопротивлений элементов меры, взятым из полученных во ВНИИМ нагрузочных характеристик. Погрешности эквивалентных значений сопротивлений групп (погрешности суммирования) оказались  $\delta_2 = 0,004\%$  систематическая и  $\sigma = 0,009\%$  средняя квадратичная. Относительные расхождения между измеренными и эквивалентными значениями сопротивлений групп не превысили 0,02%, т. е. были в пределах погрешности измерений ВНИИМ. Таким образом, экспериментально доказано, что погрешность комбинированной меры сопротивления определяется только погрешностями составляющих ее элементов.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании результатов проведенных исследований можно сделать вывод, что погрешностями элементов комбинированной меры сопротивления от распределения тока в них, а также от влияния т. э. д. с. можно пренебречь по сравнению с их нагрузочными погрешностями.

При токах до 7,5 ка для элементов комбинированной меры сопротивления были приняты нагрузочные характеристики, полученные во ВНИИМ

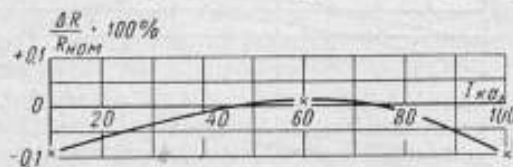


Рис. 2. Нагрузочная характеристика комбинированной меры сопротивления на ток до 100 ка.

с помощью образцовой аппаратуры. Они являются более точными. В интервале значений тока 7,5—10 ка эти характеристики были продлены с учетом вида нагрузочных характеристик, полученных в Свердловском филиале ВНИИМ.

Поскольку экспериментально было доказано, что погрешность комбинированной меры сопротивления определяется погрешностями составляющих ее элементов, то по нагрузочным характеристикам последних была построена нагрузочная характеристика всей комбинированной меры (рис. 2). Как видно из этой характеристики, максимальное изменение сопротивления комбинированной меры при изменении тока в ней в пределах 10—100 ка будет порядка 0,1%. Если за действительное значение сопротивления комбинированной меры принять среднее между максимальным

и минимальным его значениями, то наибольшее отклонение комбинированной меры от действительного сопротивления в указанном интервале токов не превысит 0,05%. В результате проведенных исследований комбинированная мера сопротивления аттестована ВНИИМ в качестве образцовой для поверки мер и приборов постоянного тока класса точности 0,5 при токах до 100 ка.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рудный Н. М., Чухланцев А. А. Повышение точности мер малого сопротивления. «Измерительная техника», 1957, № 5.
2. Чухланцев А. А. Испытание измерительных устройств типа И58 и И505. «Труды институтов Комитета», вып. 52 (112), М.—Л., Стандартгиз, 1961.
3. Румянцев А. С., Чухланцев А. А., Дубовик Е. П. О погрешностях шунтов для измерения больших постоянных токов. «Труды ВНИИМ», вып. 38 (98), М.—Л., 1959.
4. Карандеев К. Б. Мостовые методы измерений. Киев, УССР Гостехиздат, 1953.
5. Румянцев А. С. Новая аппаратура для измерения малых сопротивлений с помощью магнитного компаратора постоянного тока. «Труды институтов Комитета», вып. 52 (112), М.—Л., 1961.

Поступила в редакцию  
24/X 1966 г.

ВНИИМ

### О ВЛИЯНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ ПРИ ДЕКАДНЫХ СЛИЧЕНИЯХ ЭТАЛОННЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

При передаче значений единицы емкости на различных частотах от единиц пикофарад до десятков микрофарад [1, 2] во ВНИИМ применяют метод декадных сличений.

Теоретически обосновывая этот метод, предполагали, что

а) температура сличаемых мер емкости одинакова и не изменяется при переходе от одного сличения к другому;

б) температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) конденсаторов, участвующих в сличении, известны.

Истинные значения емкости конденсаторов определяли с помощью метода наименьших квадратов, а влияние температуры в случае необходимости учитывали как систематическую поправку, пропорциональную ТКЕ конденсаторов.

При декадных сличениях температура меняется от цикла к циклу; конденсаторы нагреваются как за счет активных потерь, так и от рук экспериментатора; ТКЕ отдельных конденсаторов известны не всегда; некоторую неопределенность в измерениях вносит тепловая инерционность объектов. Изучая влияние температуры на точность сличения мер емкости следует рассматривать различные ТКЕ объектов при одинаковой температуре, отличающейся на  $\Delta t$  от нормальной ( $20^\circ\text{C}$ ), и одинаковые и различные ТКЕ при различной температуре объектов.

Точное определение температуры внутри конденсатора всегда представляло трудности для экспериментаторов. В США, например, для этой цели некоторые типы эталонных конденсаторов выпускают с конструктивно встроенными термометрами сопротивления [3]. В пределах данной статьи ограничимся рассмотрением только первой задачи, причем в наших рассуждениях тепловое состояние объектов будем характеризовать некоторой средней температурой поверки

$$t_{\text{ср}} = \frac{\sum t_i}{m},$$

где  $t_i$  — температура в тепловом поле объектов, измеренная любым из  $m$  термометров.

Соответственно, вместо выражений  $(t_i - 20^\circ\text{C})$ , участвующих в последующих выводах, будем использовать отклонение средней температуры поверки от  $20^\circ\text{C}$ , согласно формуле

$$\Theta = t_{\text{ср}} - 20^\circ\text{C}.$$





Таблица 1

Тип диэлектрика в конденсаторе	Температурные коэффициенты		$\sigma_a \cdot 10^6 \text{ град}^{-1}$
	$\alpha \cdot 10^6 \text{ град}^{-1}$	$\beta \cdot 10^6 \text{ град}^{-2}$	
Воздушно-кварцевый (декада $n \cdot 10^2 \text{ пф}$ , $n=1, 2, 3, 4, 10$ )	15	-3+9	3,0
Слюдяной	31	-35+35	3,5
Стирофлексный	-78	-58+80	12,5

значения емкости. Поэтому в табл. 1 приведены ТКЕ воздушно-кварцевых конденсаторов одной декады.

При использовании метода декадных сличений набор может содержать конденсаторы однотипные или из диэлектриков разных типов.

#### Сличение конденсаторов с разнотипными диэлектриками

Таковую комбинацию включения сравниваемых конденсаторов применяют в том случае, когда сличают весь набор, т. е. когда  $C_1 + C_2 + C_3 + C_4 = C_{10}$ , либо  $C_1 + C_2 + C_3 + C_4 = C_{10}$ . При этом конденсатор  $C_{10}$  может быть иного типа, чем остальные, и поправка соответствующих условных уравнений (4) примет вид

$$\xi_s = \Theta [\alpha (a_1 C_1 + b_1 C_1 + \dots + f_1 C_4) + \alpha_{10} h_1 C_{10}]. \quad (5)$$

Указанные выше комбинации включения соответствуют седьмому и восьмому выражениям системы уравнений (1), поэтому в них и будут присутствовать поправки, обусловленные разными значениями ТКЕ конденсаторов. Очевидно, что  $\xi_7 = \xi_8 = \xi$ .

При переходе от условных уравнений к нормальным в каждом из последних появляется поправка, пропорциональная  $\xi$ . Температурные поправки в выражениях искоемых значений параметров конденсаторов, полученных из решений нормальных уравнений, сведены в табл. 2.

Таким образом, при заданном  $C_1$  поправку на разные значения ТКЕ конденсаторов следует учитывать лишь для значения  $C_{10}$ . При заданном  $C_{10}$  появятся

поправки в выражениях емкости для каждой меры набора, причем каждая поправка пропорциональна номинальному значению емкости меры (т. е. весу каждой меры в наборе).

Важно подчеркнуть, что пренебрежение сказанным выше вносит в результаты измерения систематическую погрешность. Рассматриваемый случай поверки конденсаторов с разнотипными диэлектриками встречается при декадных сличениях всего дважды.

1. Поверка набора с номинальными значениями емкости  $0,1 \div 1 \text{ мкф}$ . Конденсатор  $C_{10}$  — стирофлексный, остальные — слюдяные. Тогда

$$\xi = \Theta [\alpha_{сд} (C_1 + C_2 + C_3 + C_4) - \alpha_{ст} \cdot C_{10}] \text{ пф},$$

где  $\alpha_{сд}$  и  $\alpha_{ст}$  — температурные коэффициенты для слюдяных и стирофлексных конденсаторов.

После подстановки значений  $\alpha$  из табл. 1 и номинальных значений мер емкости получим

$$\xi = 110 \cdot 10^{-6} \Theta C_{10} = 110 \Theta \text{ пф}. \quad (6)$$

В данном случае задано значение емкости конденсатора  $C_1$ . Согласно табл. 2 поправка, равная  $-\xi$ , появится только в выражении для  $C_{10}$ :  $\xi_{C_{10}} = -110\theta$  пф, или в относительных единицах  $\xi_{C_{10}} \approx -0,01\theta\%$ .

2. Проверка набора с номинальными значениями емкости  $10^2 \div 10^4$  пф. Конденсатор  $C_{10}$  — слюдяной, остальные — воздушно-кварцевые. Тогда

$$\xi = \theta [\alpha_n (C_1 + C_2 + C_3 + C_4) - \alpha_{св} \cdot C_{10}] \text{ пф},$$

где  $\alpha_n$  — температурный коэффициент воздушно-кварцевого конденсатора. После подстановки в это выражение значений  $\alpha$  и  $C$  получим

$$\xi = -0,16\theta \text{ пф}. \quad (7)$$

Проверка рассматриваемой декады соответствует случаю, когда задано значение  $C_{10}$ . Согласно табл. 2 поправка к полученному значению емкости, например конденсатора  $C_1$ , составит  $\xi_{C_1} = -0,016\theta$  пф, или в относительных единицах  $\xi_{C_1} = -0,0016\theta\%$ .

Обычно в лаборатории поддерживают температуру  $20 \pm 0,2^\circ \text{C}$ . Это обуславливает систематическую погрешность при аттестации мер емкости, равную  $\pm 0,002\%$  для 1 мкф,  $\pm 0,0003\%$  для  $10^3$  пф.

Отсюда видно, что даже при незначительных отклонениях температуры проверки от нормальной температурная погрешность существенная и в некоторых случаях сравнима с погрешностью аттестации эталонных мер емкости  $\gamma = (0,002 \div 0,003)\%$ .

Используя критерий ничтожно малых погрешностей [4], можно определить допустимое отклонение температуры от  $20^\circ \text{C}$  с тем, чтобы не учитывать поправку  $\xi$ . Тогда  $\xi_{\max} < \gamma/3$ ; приняв  $\xi_{\max} = 0,01\theta\%$ , находим

$$\theta < \frac{0,001}{0,01} = 0,1 \text{ град}.$$

Практически поддерживать температуру в таких пределах чрезвычайно трудно. Поэтому в значения емкости конденсаторов, определенные методом декадных сличений, следует вносить температурные поправки, приведенные в табл. 2. Значения  $\xi$  при этом следует определять по формулам (6) и (7).

Для экспериментального подтверждения расчетных температурных поправок при декадных сличениях образцовых мер емкости была прокалирована в июле 1966 г. при  $25^\circ \text{C}$  декада рабочих эталонов, имеющих номинальные значения  $(0,1 \div 1)$  мкф.

Результаты сравнивали со значениями емкости тех же мер, полученными в феврале 1966 г. при калибровке при  $20^\circ \text{C}$  (табл. 3 и 4).

Экспериментальные температурные поправки, приведенные в табл. 3 и 4, находили как разность между графами 4 и 3. Для получения расчетных

Таблица 3

Задано  $C_1$  № 42, равное 100 019 пф при  $20^\circ \text{C}$

$C_i$	Номер конденсатора	Емкость, пф		Температурные поправки $\times 10^3, \%$	
		при $20^\circ \text{C}$	при $25^\circ \text{C}$	экспериментальные	расчетные
$C_1$	111	Не аттест.	99 974	—	0
$C_2$	46	199 909	199 903	-3,0	0
$C_3$	48	300 022	300 012	-3,3	0
$C_4$	49	399 898	399 886	-3,0	0
$C_{10}$	51	998 360	997 812	-55,0	-55,0

Задано  $C_{10}$  № 51, равное 998 360 пф при 20° С

$C_i$	Номер конденсатора	Емкость, пф		Температурные поправки $\times 10^2$ , %	
		при 20° С	при 25° С	экспериментальные	расчетные
$C_1'$	42	100 019	100 074	5,5	5,5
$C_1$	111	не аттест.	100 029	—	5,5
$C_2$	46	199 909	200 012	5,1	5,1
$C_3$	48	300 022	300 177	5,1	5,5
$C_4$	49	399 898	400 108	5,2	5,5

поправок использовали формулу (6) и табл. 2. Несовпадение экспериментальных и расчетных поправок для мер  $C_1 \div C_4$  в табл. 3 оказалось в пределах  $3 \cdot 10^{-2}$ %, что сопоставимо с погрешностью аттестации мер емкости. Однако тот факт, что эта величина имеет один и тот же знак, позволил предположить, что в измерениях имеется систематическая погрешность (например, исходная мера № 42 могла изменить свое значение после ее аттестации в феврале 1966 г.). Хорошее совпадение экспериментальных и расчетных температурных поправок показывает табл. 4.

#### Сличения конденсаторов с однотипным диэлектриком

Рассмотрим наиболее общий случай определения температурной поправки при сличении однотипных конденсаторов. На первый взгляд кажется, что температура здесь не имеет влияния. Однако погрешность возникает за счет разброса значений коэффициента  $\alpha$  отдельных объектов относительно его среднего значения. Определим условия, при которых эта погрешность пренебрежимо мала. Для этого рассматриваемую температурную поправку отнесем к разряду случайных и ее среднее квадратическое значение  $\sigma$  выразим через среднее квадратическое отклонение  $\sigma_\alpha$  температурного коэффициента  $\alpha_i$  от среднего значения.

Применив закон накопления средних погрешностей к выражению (4), получим

$$\sigma_i = \theta \sigma_\alpha \sqrt{(a_i C_i)^2 + (b_i C_i)^2 + \dots + (h_i C_{10})^2}. \quad (8)$$

Заметим, что номинальные значения емкостей конденсаторов одной декады находятся в отношении 1, 2, 3, 4, 10. Выразим все  $C_i$  через  $C_1$ , тогда

$$\sigma_i = \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{a_i^2 + b_i^2 + (2C_i)^2 + (3d_i)^2 + (4f_i)^2 + (10h_i)^2}. \quad (9)$$

Определим температурные поправки  $\sigma_i$  для каждого из условных уравнений ( $i = 1 \div 8$ ). Для этого подставим значения коэффициентов  $a_i, \dots, h_i$  в выражение (9):

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{1+1} = 1,4 \theta C_1 \sigma_\alpha, \\ \sigma_2 &= \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{1+1+4} = 2,5 \theta C_1 \sigma_\alpha, \\ \sigma_3 &= \sigma_4 = \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{1+4+9} = 3,7 \theta C_1 \sigma_\alpha, \\ \sigma_5 &= \sigma_6 = \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{1+9+16} = 5,1 \theta C_1 \sigma_\alpha, \\ \sigma_7 &= \sigma_8 = \theta C_1 \sigma_\alpha \sqrt{1+4+9+16+100} = 11,4 \theta C_1 \sigma_\alpha. \end{aligned}$$



Решив нормальные уравнения, получим выражения искомых значений емкостей конденсаторов набора, которые с учетом температурной поправки при заданном  $C_{10}$  имеют вид:

$$C_1 = 0,1C_{10} + \varphi_1(\Delta\beta) \pm f_1(\sigma_a)$$

.....  
 .....

$$C_j = 0,1jC_{10} + \varphi_j(\Delta\beta) \pm f_j(\sigma_a);$$

при заданном  $C_1$ ,

$$C'_1 = C_1 + \delta_1(\Delta\beta) \pm \psi_1(\sigma_a)$$

.....  
 .....

$$C_j = jC_1 + \delta_j(\Delta\beta) \pm \psi_j(\sigma_a),$$

где  $\varphi_j(\Delta\beta)$ ,  $\delta_j(\Delta\beta)$  — функции, зависящие от всех величин, получаемых по отсчетным устройствам;

$f_j(\sigma_a)$ ,  $\psi_j(\sigma_a)$  — температурные поправки за счет разброса ТКЕ конденсаторов от их среднего значения.

Определяем функции  $f_j(\sigma_a)$  и  $\psi_j(\sigma_a)$  по табл. 7 работы [1]. Для этого вместо  $\Delta\beta_1, \dots, \Delta\beta_8$  подставим в таблицу  $\sigma_1, \dots, \sigma_8$  и сложение произведем по закону накопления средних погрешностей. Результаты вычислений сведены в табл. 5.

Таблица 5

$C_j$	При заданном $C_{10}$		При заданном $C_1$	
	$f_j(\sigma_a)/\theta C_{10}\sigma_a$	$f_j(\sigma_a)/\theta C_j\sigma_a$	$\psi_j(\sigma_a)/\theta C_1\sigma_a$	$\psi_j(\sigma_a)/\theta C_j\sigma_a$
1'	0,23	2,3	—	—
1	0,23	2,3	3,75	3,75
2	0,23	1,15	4,50	2,25
3	0,29	1,0	6,75	2,25
4	0,40	1,0	9,10	2,27
10	—	—	22,6	2,26

Исходя из полученных значений температурных поправок  $f_j(\sigma_a)$  и  $\psi_j(\sigma_a)$  и используя критерий ничтожно малых погрешностей, определим допустимое среднее квадратическое отклонение  $\sigma_a$  температурных коэффициентов от их среднего значения. Имеем

$$\frac{f_j(\sigma_a)}{C_j} \leq \frac{\gamma}{3} \quad \text{и} \quad \frac{\psi_j(\sigma_a)}{C_j} \leq \frac{\gamma}{3}, \quad (10)$$

где  $\gamma$  — относительная погрешность аттестации мер емкости.

Подставляя в выражение (10) максимальные значения

$$\frac{f_1(\sigma_a)}{C_1} = 2,3\theta\sigma_a \quad \text{и} \quad \frac{\psi_1(\sigma_a)}{C_1} = 3,75\theta\sigma_a,$$

получим

$$\sigma_a \leq \frac{\gamma}{7\theta} \text{ град}^{-1} \quad \text{и} \quad \sigma_a \leq \frac{\gamma}{11,3\theta} \text{ град}^{-1}, \quad (11)$$

при заданных  $C_{10}$  и  $C_1$  соответственно.

Будем считать по-прежнему, что отклонение температуры поверки от нормальной не превышает по абсолютному значению  $0,2^\circ\text{C}$  и что  $\gamma = 0,003\%$ . Тогда

$$\sigma_a \leq \frac{3 \cdot 10^{-4}}{7 \cdot 0,2} = 22 \cdot 10^{-8} \text{ град}^{-1}$$

и

$$\sigma_{\alpha} < \frac{3 \cdot 10^{-5}}{11,3 \cdot 0,2} = 13,3 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$$

при заданных  $C_{10}$  и  $C_1$  соответственно.

Таким образом, существующий разброс в значениях ТКЕ эталонных конденсаторов (табл. 1) удовлетворяет допусковым значениям  $\sigma_{\alpha}$ . Однако положение может измениться. В связи с окончанием работ над расчетным конденсатором погрешность аттестации эталонных мер емкости уменьшится минимум на порядок. Соответственно в десять раз уменьшится и допусаемый разброс  $\sigma_{\alpha}$  по ТКЕ.

Тогда для возможности использования метода декадных сличений придется либо поддерживать температуру поверки  $20 \pm 0,02^{\circ}\text{C}$  (что практически невозможно), либо применять термокомпенсированные конденсаторы (что осуществимо лишь для конденсаторов малых номиналов), либо устанавливать допуск на ТКЕ конденсаторов, которые предполагается использовать в качестве эталонных.

#### Поправка, обусловленная тепловой инерцией

Этой поправкой обычно пренебрегают, полагая, что если конденсатор длительное время выдержан при температуре поверки, то температура в нем установилась и равна температуре внешней среды.

Попытаемся определить, сколько часов конденсатор должен находиться в среде, чтобы можно было пренебречь поправкой на тепловую инерционность. Известно [5], что, начиная с некоторого момента  $\tau_0$ , объект вступает в регулярный тепловой режим.

Температура объекта в этом случае изменяется по экспоненте:

$$\delta t = \Delta t \left( 1 - e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}} \right), \quad (12)$$

где  $\delta t$  — приращение температуры конденсатора за промежуток времени  $\tau - \tau_0$  (из опытов  $\tau_0 \leq 2$  ч);

$\Delta t$  — установившееся приращение температуры конденсатора;  
 $k$  — постоянная тепловой инерции конденсатора в часах.

Подставим значение приращения температуры из формулы (12) в выражение (3). Тогда

$$C_{\tau} = C_{20} (1 - \alpha \Delta t + \beta \Delta t^2) - C_{20} \cdot \Delta t \left( \alpha + 2\beta \Delta t - \beta \Delta t \cdot e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}} \right) \cdot e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}}.$$

Поскольку  $\frac{\alpha}{\beta} = 100 \div 700$ ,\* а температура среды отличается от нормальной на десятые доли градуса, то, пренебрегая членами, содержащими  $\beta$ , получим

$$C_{\tau} = C_{\tau} - C_{20} \alpha \Delta t \cdot e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}}. \quad (13)$$

Таким образом, поправка на тепловую инерционность равна

$$\xi_{\tau} = C_{20} \alpha \Delta t \cdot e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}}.$$

Используя критерий ничтожно малых погрешностей, имеем

$$\alpha \Delta t \cdot e^{-\frac{\tau - \tau_0}{k}} < \frac{\gamma}{3},$$

откуда

$$\tau - \tau_0 = k \ln \left[ \frac{3\alpha \Delta t}{\gamma} \right] \text{ ч.} \quad (14)$$

\* См. стр. 37.

Величина  $k$ , определенная экспериментально для трех различных типов эталонных конденсаторов и подсчитанная по известной в теплотехнике формуле, равна

$$k = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\ln \frac{t_\infty - t_1}{t_\infty - t_2}} \text{ ч}, \quad (15)$$

где  $t_\infty$  — установившееся значение температуры объекта;

$t_1$  и  $t_2$  — температуры в моменты времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ .

Задавая небольшой скачок температуры, можно пренебречь нелинейностью в формуле (3) и вместо величин  $t_\infty$ ,  $t_1$ ,  $t_2$  в формулу (15) подставить значения  $C$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ .

Средние значения постоянных  $k$  тепловой инерции воздушно-кварцевых конденсаторов  $2 \div 2,5$  ч, слюдяных  $1 \div 2$  ч и стирофлексных  $0,6 \div 1,5$  ч. Эталоны слюдяные и стирофлексные конденсаторы помещены в корпус из пластмассы и поэтому  $k$  для них имеет большое значение.

Определим время выдержки слюдяного конденсатора, температура которого отличается на 2 град от температуры в комнате поверки. Имеем

$$\Delta t = 2^\circ \text{C}; \quad \alpha = 30 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}; \quad \gamma = 3 \cdot 10^{-3} \%; \quad k = 2 \text{ ч}; \quad \tau_0 = 0,5 \text{ ч}.$$

Подставив эти значения в выражение (14), получим

$$\tau - \tau_0 = k \ln 6 = 2 \cdot 1,8 = 3,6 \text{ ч},$$

откуда

$$\tau = 3,6 + 0,5 = 4,1 \text{ ч}.$$

Выражение (14) можно использовать для определения времени нагрева конденсаторов в термостате при измерении их ТКЕ. Используемый интервал температур при этом обычно составляет 10 град, примем  $\gamma = 3 \cdot 10^{-3} \%$ .

Чтобы значение емкости конденсатора при заданной температуре не отличалось от значения ее, соответствующего этой же температуре в установившемся режиме, время выдержки в термостате должно быть равно

$$\tau - \tau_0 = k \ln (10^6 \alpha) \text{ ч}. \quad (16)$$

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При сличении эталонных мер емкости разных типов возникает систематическая погрешность за счет разных значений ТКЕ конденсаторов. Значение этой погрешности в некоторых случаях существенно и его следует рассчитывать по формулам (6) и (7).

Следует устанавливать допуск на значение ТКЕ эталонных мер емкости. При этом можно пользоваться выражением (11).

Выражение (14) позволяет определить оптимальное время выдержки конденсаторов в среде, с тем чтобы поправкой на тепловую инерционность можно было пренебречь.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н., Гущина Т. М. Метод точного сличения конденсаторов, имеющих различные номинальные значения емкости. «Труды институтов Комитета стандартов, мер и измерительных приборов», вып. 39 (99). М., Стандартгиз, 1960.
2. Кротков И. Н., Гущина Т. М. Определение параметров конденсаторов методом декадных сличений. «Труды институтов Комитета стандартов, мер и измерительных приборов», вып. 39 (99). М., Стандартгиз, 1960.
3. Sutkovsky R. D. and Lee L. H. Improved ten-picofarad fused silica dielectric capacitor. Journal of Research of the NBS C. Engineering and Instrumentation, 1965, v. 69C, N 3 July-Sept.
4. Маликов М. Ф., Основы метрологии. М., Стандартгиз, 1949.
5. Кондратьев Г. М. Тепловые измерения. М., Машгиз, 1957.

Поступила в редакцию  
9/XI 1965 г.



## К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ

Требования науки и промышленности к точности определения температурных коэффициентов емкости (ТКЕ) конденсаторов непрерывно растут. Уже сейчас стоит задача измерения ТКЕ конденсаторов с погрешностью менее  $1 \cdot 10^{-6}$  град<sup>-1</sup>. В метрологических институтах это обусловлено рядом факторов, в том числе уменьшением погрешности аттестации эталонных мер емкости (в связи с переходом на расчетный конденсатор в качестве государственного эталона фарады).

Широко известен метод декадных сличений, который применяют в СССР и за рубежом при передаче значений единицы емкости разрядным мерам в широком диапазоне номинальных значений емкости и частот [1]. При использовании этого метода отклонение температуры поверки на  $0,2^\circ \text{C}$  от нормальной ( $20^\circ \text{C}$ ) может привести к погрешности того же порядка, что и погрешность аттестации мер емкости. Точное значение ТКЕ конденсаторов здесь необходимо.

В радиотехнике предъявляют высокие требования к точности определения ТКЕ конденсаторов, используемых для термокомпенсации в колебательных контурах стабильных генераторов.

С возрастанием точности измерения емкости конденсаторов и расширением температурного диапазона заметили [2], что зависимость емкости конденсаторов от температуры нелинейна. Ранее на это явление не обращали внимания, поскольку погрешность от пренебрежения нелинейными членами не превосходила погрешности аттестации.

### Температурная зависимость емкости воздушных конденсаторов

Нелинейная зависимость емкости воздушных конденсаторов от температуры обусловлена конструкцией конденсатора, качеством сборки его пластин и использованием деталей с разными температурными коэффициентами линейного расширения (ТКЛР).

Для осуществления мер емкости в широких диапазонах номинальных значений применяют рассмотренные ниже конденсаторы, имеющие плоские электроды.

Зависимость емкости конденсатора от температуры будем выражать в виде полинома  $k$ -й степени по отношению к температуре  $t$ . При этом можно ограничиться формулой второй степени

$$C_t = C_0 (1 + \alpha \Delta t_t + \beta \Delta t_t^2), \quad (1)$$

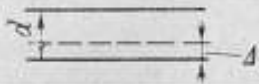
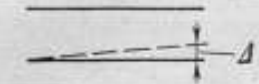


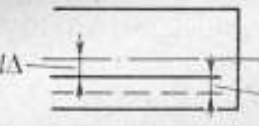

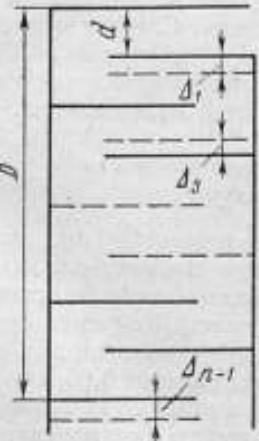
где  $C_t$  и  $C_0$  — емкости конденсатора при температурах  $t_t$  и  $20^\circ \text{C}$  соответственно;

$\alpha$  и  $\beta$  — температурные коэффициенты;

$$\Delta t_i = t_i - 20^\circ \text{C.}$$

Появление квадратичного коэффициента  $\beta$  можно объяснить, исходя из смещения электродов. В таблице 1 рассмотрены различные случаи

Влияние изменения межэлектродных зазоров на емкость двух-, трех- и многоячеечных конденсаторов при нагреве

№ строки	Схема конденсаторов	$\alpha \Delta t$	$\beta \Delta t$
1		$\mp \frac{\Delta}{d}$	$\left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
2		$\mp \frac{\Delta}{2d}$	$\frac{3}{16} \left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
3		$\mp \frac{\Delta}{2d}$	$\frac{1}{4} \left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
4		0	$\left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
5		$\mp 2 \frac{\Delta d}{d} \cdot \frac{\Delta}{d}$	$\left[1 + 5 \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2\right] \left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
6		0	$\frac{1}{3} \left(\frac{\Delta}{d}\right)^2$
7		$\mp \left[ \frac{D}{(n-1)d} - 1 \right]$ (n — число пластин)	$\frac{1}{n-1} \sum_0^{n-1} \left(\frac{\Delta_i}{d}\right)^2$

влияний изменения межэлектродных зазоров на емкость двух-, трех- и многопластинчатых конденсаторов при нагреве. При исследовании приняли, что имеется прямая пропорциональность между смещением электродов  $\Delta$  и приращением температуры  $\Delta t$ , а также соблюдается условие  $\frac{\Delta}{d} \ll 1$ , где  $d$  — межэлектродное расстояние.

Выражения в строках 1, 3, 4 таблицы получены элементарно, строки 2 и 5 — после преобразования выражений, приведенных в работе [3], а члены в строке 7 — путем преобразования выражения, приведенного в работе [4]. Члены в строке 6 также взяты из работы [3].

Рассматривая таблицу, можно прийти к выводам:

1. Смещение среднего электрода трехпластинчатого конденсатора с симметричными зазорами мало влияет на изменение его емкости (появляется лишь член, содержащий  $\beta$ ).

2. Если имеется асимметрия зазоров трехпластинчатого конденсатора (строка 5 таблицы), то при смещении средней пластины в формуле (1) температурной зависимости появляется член, содержащий  $\alpha$ , а коэффициент  $\beta$  больше, чем для симметричной конструкции.

3. В многопластинчатом конденсаторе коэффициент  $\alpha$  зависит от смещения крайних пластин. Осевой сдвиг внутренних пластин влияет лишь на коэффициент  $\beta$ .

Чтобы оценить порядок величины относительного смещения  $\frac{\Delta}{d}$ , рассмотрим одну из причин появления асимметрии зазоров конденсатора при нагреве, а именно: смещение  $\Delta$  точек крепления осевых стержней, на которых собираются пластины. Для такой конструкции

$$\Delta = (\alpha_{\text{осн}} - \alpha_{\text{из}}) h \Delta t,$$

где  $h$  — толщина изолятора между базовыми платами, к которым крепятся осевые стержни.

Примем  $\alpha_{\text{осн}} = 19 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$  (ТКЛР латуни),  $\alpha_{\text{из}} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$  (ТКЛР кварца),  $h = 3d$ . Тогда

$$\frac{\Delta}{d} \approx 6 \cdot 10^{-5} \Delta t.$$

Подставляя это значение в нужную строку таблицы, можно найти соответствующие температурные коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$ . Например, для случая изображенного в строке 3, при  $\frac{\Delta d}{d} = 0,1$  имеем:  $\alpha = \pm 12 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$ ,  $\beta = 0,4 \cdot 10^{-8} \text{ град}^{-2}$ .

Практически коэффициент  $\alpha$  может иметь такой же порядок, а коэффициент  $\beta$  в 5—10 раз больше найденного значения. Следует отметить, что найденное значение  $\alpha$  является дополнительным слагаемым к ТКЕ конденсатора, так как оно обусловлено лишь взаимным смещением пластин, а не изменением геометрических размеров деталей конденсатора.

#### Зависимость диэлектрической проницаемости диэлектрика от температуры

На емкость конденсаторов с твердым диэлектриком при изменении температуры значительное, а часто и решающее влияние оказывает температурная зависимость диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  использованных в конденсаторе диэлектрика и заливочной массы. Конденсаторы с твердым диэлектриком используют, как известно, в метрологии для создания образцовых мер емкости с номинальными значениями от 0,01 мкФ и выше.

Экспериментаторы давно предложили ряд эмпирических формул для выражения зависимости  $\epsilon = f(t^\circ)$  [5]. Эти формулы справедливы в опре-



деленном интервале температур и различаются в зависимости от исследуемого объекта (вода, водоспиртовые растворы, неполярные диэлектрики, титанат бария и т. д.). Попытка теоретически обосновать некоторые из этих формул сделана в работе [5]. При этом использовано общезвестное выражение Дебая для поляризуемости дипольной молекулы

$$\frac{M}{\rho} \cdot \frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} = \frac{N}{3\epsilon_0} \left( \alpha_0 + \frac{\mu^2}{3kT} \right), \quad (2)$$

где  $M$  — молекулярная масса 1 кмоль вещества, кг/кмоль;  
 $\rho$  — плотность вещества, кг/м<sup>3</sup>;  
 $N$  — число Авогадро, равное  $6,02252 \cdot 10^{23}$  кмоль<sup>-1</sup>;  
 $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума, равная  $8,8543 \times 10^{-12}$  ф/м;  
 $\alpha_0$  — суммарная электронная и атомная поляризуемость молекулы, ф·м<sup>2</sup>;  
 $\mu$  — элементарный электрический дипольный момент, к·м;  
 $k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38054 \cdot 10^{-23}$  Дж/град;  
 $T$  — температура, °К.

Доказано, что выражение (1) можно записать как

$$\epsilon = A + \frac{B}{T+C}, \quad (3)$$

где  $A, B, C$  — постоянные,

$$A = \frac{2X\rho + M}{X\rho - M}; \quad B = \frac{3YM\rho}{(X\rho - M)^2}; \quad C = \frac{Y\rho}{X\rho - M}; \quad X = \frac{N\alpha_0}{3\epsilon_0}; \quad Y = \frac{N\mu^2}{9k\epsilon_0}.$$

Зависимость  $\epsilon$  от температуры для однородных диэлектриков можно выразить в виде полинома  $k$ -й степени.

Так как в метрологии за нормальную температуру принимают 20° С, то выражение (3) удобнее представить в виде

$$\epsilon = A + \frac{B}{\Delta t + D}, \quad (4)$$

где  $D = C + 293^\circ \text{С}$ .

После разложения выражения (4) в ряд Маклорена по степеням  $\Delta t$  окончательно получим

$$\epsilon = \epsilon_{20} (1 + a \Delta t + b \Delta t^2 + c \Delta t^3 + \dots), \quad (5)$$

где

$$\epsilon_{20} = A + \frac{B}{D}; \quad a = -\frac{B}{(AD+B)D}; \quad b = \frac{B}{(AD+B)D^2}; \quad c = -\frac{B}{(AD+B)D^3}.$$

Температурные коэффициенты  $a, b, c$  превосходят друг друга в  $D$  раз. Так как  $D = C + 293^\circ \text{С}$ , то для большей части диэлектриков они уменьшаются довольно быстро. Для воды, например,  $C = 120$ , а  $D = 120 + 293 = 413^\circ \text{С}$ ; для воздуха  $C = 0$ . Однако  $C$  может иметь и отрицательные значения, тогда в некоторых случаях придется учитывать последующие члены разложения.

Выражение (5) интересно в том отношении, что оно позволяет определять диэлектрическую проницаемость образцов диэлектриков при различных температурах через температурные коэффициенты. Это не относится к компаундам и смесям, в которых один из компонентов может выгорать, что приведет к скачкообразному изменению  $\epsilon$ . Не относится это и к диэлектрикам, в процессе нагревания или охлаждения изменяющим фазу своего состояния (например, вода—лед) или нагревающимся выше точки Кюри, что также нарушает монотонность изменения  $\epsilon$ .

### Определение температурных коэффициентов емкости конденсаторов при $n$ измерениях

Из-за малости величины  $\beta$  квадратичный член формулы (1) обычно не учитывают, что порождает погрешность, которую при точных измерениях невозможно учесть аналитически. Эксперименты показали, что для образцовых конденсаторов пренебрежение коэффициентом  $\beta$  уже в узком интервале температур (20—40° С) обуславливает погрешность определения емкости, доходящую до 0,02%.

Для определения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  по формуле (1) достаточно иметь значения емкости конденсатора при трех различных температурах. Однако результаты измерений  $C_i$  и  $t_i$  включают и неизбежные случайные погрешности  $\sigma_C$  и  $\sigma_t$ . Поэтому для статистического учета этих погрешностей находят значения емкости в  $n$  точках температурного диапазона, а опытные данные  $C_i$  при  $t_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) аппроксимируют кривой вида (1) методом наименьших квадратов.

Условные уравнения имеют вид:

$$C_0(1 + \alpha \Delta t_i + \beta \Delta t_i^2) + v_i = C_i, \quad (6)$$

где  $v_i$  — погрешность  $i$ -го уравнения, определяемая случайными погрешностями измерения величин  $C_i$  и  $t_i$ .

Дисперсию величин  $v_i$  при известных погрешностях  $\sigma_C$  и  $\sigma_t$  находят по формуле

$$D(v_i) = \sigma_i^2 = \sigma_C^2 + C_0^2(\alpha^2 + 4\beta^2 \Delta t_i^2) \sigma_t^2. \quad (7)$$

Из формулы (7) видно, что дисперсии условных уравнений не равны между собой. Рассматриваемый случай следует отнести к неравноточным измерениям. Вес любого  $i$ -го условного уравнения необходимо принять пропорциональным его дисперсии, т. е. положить

$$p_i = \frac{1}{\sigma_i^2} = \frac{1}{\sigma_C^2 + C_0^2 \alpha^2 \left[ 1 + \left( 2 \frac{\beta}{\alpha} \Delta t_i \right)^2 \right] \sigma_t^2}. \quad (8)$$

Переходя от условных уравнений к нормальным, получаем

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 + \beta_0 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 &= \frac{1}{C_0} \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i; \\ \alpha_0 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 + \beta_0 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 &= \frac{1}{C_0} \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i^2. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где  $\alpha_0$  и  $\beta_0$  — наиболее близкие значения величин  $\alpha$  и  $\beta$ ,  $\Delta C_i = C_i - C_0$ , откуда

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{1}{C_0} \frac{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i - \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i^2}{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 - \left( \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \right)^2}; \\ \beta_0 &= \frac{1}{C_0} \frac{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i^2 - \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta C_i \Delta t_i}{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 - \left( \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \right)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Так как  $\Delta C_i \ll C_0$ , то  $C_0$  можно заменить номинальным значением емкости конденсатора.

Оценку  $S^2$  дисперсии  $D(v_i)$  определяют из выражения

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^n p_i [C_i - C_0 (1 + \alpha_0 \Delta t_i + \beta_0 \Delta t_i^2)]^2}{n-2} \quad (11)$$

Дисперсии погрешностей величин  $\alpha_0$  и  $\beta_0$ , найденных по формулам (10), будут:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\alpha}^2 &= \frac{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4}{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 - \left( \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \right)^2} \cdot \frac{S^2}{C_0^2} \\ \sigma_{\beta}^2 &= \frac{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2}{\sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^4 - \left( \sum_{i=1}^n p_i \Delta t_i^3 \right)^2} \cdot \frac{S^2}{C_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Сравнение выражений (7) и (11) позволяет выяснить внешнюю сходимость результатов измерений, т. е. присутствие в измерениях систематической погрешности.

#### Определение минимального числа точек измерения

Значения коэффициентов  $\alpha_0$  и  $\beta_0$ , полученные по формулам (10), тем меньше будут отличаться от истинных, чем меньше разность между двумя ближайшими температурами, т. е. чем больше точек кривой  $C = f(t)$  определено экспериментально. Здесь имеется в виду уменьшение температурного интервала на столько, чтобы соответствующие изменения емкости находились в пределах чувствительности прибора.

С другой стороны, для уменьшения динамической ошибки и получения «статического» ТКЕ конденсатор выдерживают длительное время (до нескольких часов) в термостате при заданной температуре. Естественно, что для увеличения производительности работы экспериментатора число интервалов, на которые делят заданный диапазон температур, стремятся уменьшить. Следовательно, встает вопрос об определении минимального числа экспериментальных точек.

Предварительно произведем сравнительную оценку весов  $p_i$  условных уравнений, исходя из выражения (8). Эксперименты показали [2], что отношения температурных коэффициентов  $\frac{\beta}{\alpha}$  находятся в пределах от 0,0014 до 0,01. Примем  $\frac{\beta}{\alpha} = 0,01$ ,  $\Delta t_i = \Delta t_n = 50^\circ \text{C}$ . Обычно величины  $\sigma_C$  и  $C_0 \alpha \sigma$ , одного порядка. Нетрудно показать, что максимальное расхождение весов  $p_i$ , имеющееся для первого и  $n$ -го условных уравнений, составляет около 20%, что несущественно при расчетах, связанных с определением числа точек измерения. Поэтому с целью упрощения задачи все измерения можно считать равноточными. При этом вид формул (9)–(12) останется тот же, но во всех членах величины  $p_i$  обратятся в единицу.

Примем значение интервала температур  $\Delta t_{i+1} - \Delta t_i$  равным  $m$ . Значения  $C_i$  можно рассматривать на равноотстоящих интервалах температур, если считать, что погрешность измерения  $C_i$  не  $\sigma_C$ , а эквивалентная  $\sigma$ , зависящая от погрешностей измерения емкости и температуры [6]. Для предварительных расчетов погрешность  $\sigma$  определяют из выражения (7).



Суммы  $\sum_{i=1}^n \Delta t_i^2$ ,  $\sum_{i=1}^n \Delta t_i^3$ ,  $\sum_{i=1}^n \Delta t_i^4$  можно представить в виде:

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^n \Delta t_i^2 &= \Delta t_1^2 + \Delta t_2^2 + \dots + \Delta t_n^2 = (1^2 + 2^2 + \dots + n^2) m^2 = \\ &= \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} m^2; \\ \sum_{i=1}^n \Delta t_i^3 &= \left[ \frac{n(n+1)}{2} \right]^2 m^3; \\ \sum_{i=1}^n \Delta t_i^4 &= \frac{1}{30} n(n+1)(2n+1)(3n^2+3n-1) m^4.\end{aligned}$$

Подстановка этих сумм в формулы (12) и упрощения при  $p_i = 1$ ,  $n \gg 1$  дают:

$$\sigma_a \approx \frac{4\sqrt{3}}{n\sqrt{n}} \frac{\sigma}{C_0 m}; \quad \sigma_B \approx \frac{4\sqrt{5}}{n^2\sqrt{n}} \frac{\sigma}{C_0 m^2}, \quad (13)$$

где  $\sigma$  — эквивалентная средняя квадратическая погрешность при  $\Delta t_i = \Delta t_n$ ;  
 $m$  — интервал температур между двумя соседними точками измерения, °C.

Поскольку была сделана оговорка, что измерения производили через равные интервалы температур, то

$$m = \frac{\Delta t_n}{n}. \quad (14)$$

Тогда выражения (12) и (13) примут вид:

$$\sigma_a = \frac{4\sqrt{3}}{\sqrt{n}} \cdot \frac{\sigma}{C_0 \Delta t_n}; \quad \sigma_B = \frac{4\sqrt{5}}{\sqrt{n}} \cdot \frac{\sigma}{C_0 \Delta t_n^2}. \quad (15)$$

Формулы (15) подтверждают известное положение о том, что с увеличением числа измерений погрешность результата уменьшается. С другой стороны, при заданном интервале температур  $m$  между соседними точками измерения уменьшение общего диапазона соответствует уменьшению числа измерений, что ведет к росту погрешности.

При измерениях обычно задаются средней квадратической погрешностью температурного коэффициента  $\alpha$ . Тогда по формуле (15) нетрудно определить необходимое число измерений  $n$  в желаемом диапазоне температур при известных средних квадратических погрешностях измерений приращений емкости и температуры

$$n = 48 \left( \frac{\sigma}{C_0 \Delta t_n \sigma_a} \right)^2. \quad (16)$$

Очевидно, что формулу (13) или (15) можно использовать и для решения обратной задачи — вычисления средней квадратической погрешности  $\sigma_a$  по известному числу измерений.

Рассмотрим случай, когда ТКЕ конденсатора не зависит от температуры, т. е. когда температурная зависимость емкости линейна.

Погрешность аппроксимации данных измерений в  $n$  точках полиномом первого порядка указана в работе [7] и в нашем случае имеет вид

$$\sigma_a = \frac{2\sqrt{3}}{n\sqrt{n}} \cdot \frac{\sigma_{\text{экс}}}{C_0 n}, \quad (17)$$

где

$$\sigma_{\text{вкв}} = \sqrt{\sigma_C^2 + C_0^2 \alpha^2 \sigma_L^2}.$$

Формулы (13) и (17) согласуются друг с другом. В самом деле, для определения параметров полинома второго порядка необходимо иметь больше точек (минимально три), чем для полинома первого порядка (минимально две).

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Температурная характеристика образцовых конденсаторов зависит от их конструкции и качества сборки электродов и температурной характеристики диэлектрической среды, находящейся в поле между электродами.

Для больших интервалов температур и при измерениях с повышенной точностью существенным является выражение температурной характеристики емкости конденсаторов в виде полинома второго порядка. Температурные коэффициенты в случае  $n$  измерений целесообразно вычислять по формулам (10). Средние квадратические погрешности температурных коэффициентов емкости конденсаторов при известном числе измерений можно определить из выражений (12) или (13). Для решения обратной задачи — определения минимального числа измерений в заданном диапазоне температур для случая выражения температурной зависимости емкости конденсаторов в виде полинома второго порядка — предложена формула (16).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н., Гущина Т. М. Метод точного сличения конденсаторов, имеющих различные номинальные значения емкостей. «Труды институтов Комитета», вып. 39 (99). М.—Л., Стандартгиз, 1960.
2. Кротков И. Н., Клионский М. Д. Определение температурной характеристики образцовых конденсаторов. «Измерительная техника», 1966, № 9.
3. Азарх С. Х. Конденсаторы переменной емкости. М.—Л., изд. «Энергия», 1965.
4. Clothier W. K. High stability fixed capacitor. The Institute of Electrical Engineers, 1954, v. 101, N 82 p. II.
5. Srivastava G., Varshni I. Variation of dielectric constant with temperature. *Physica*, 1956, v. 22 N 7.
6. Твердохлеб П. Е. Использование измерительных устройств с обработкой данных при исследовании прочности конструкций. «Труды ИАЭ СО АН СССР», вып. 9. Новосибирск, изд. СО АН СССР, 1964.
7. Ушаков В. А. Определение параметров линейной зависимости двух переменных по способу наименьших квадратов. «Труды ЦАГИ», 1949.

Поступила в редакцию  
24/VI 1965 г.

ВНИИМ

### ИСКЛЮЧЕНИЕ НЕКОТОРЫХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ РАСЧЕТЕ КАТУШКИ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Ранее было показано\*, что при расчете катушки взаимной индуктивности (КВИ) необходимо выбирать оптимальное соотношение между размерами секций однослойного соленоида (см. рисунок). При правильном решении, как следует из указанной статьи, радиус центрального витка вторичной обмотки можно измерять с достаточно большой погрешностью. Задача была решена для случая, когда площадь сечения вторичной обмотки ничтожно мала.

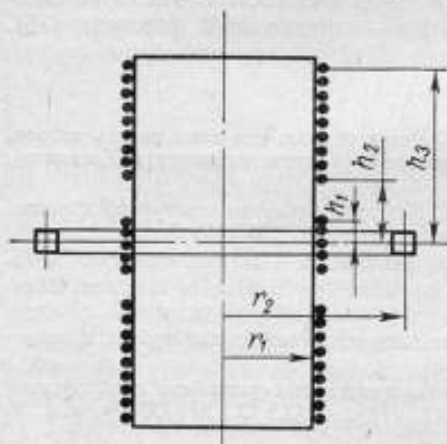


Схема катушки взаимной индуктивности.

Для получения КВИ, обладающей достаточной взаимной индуктивностью, необходимо во вторичной обмотке иметь большое число витков. В этом случае возникает систематическая погрешность от распределения вторичной обмотки по площади, размеры которой соизмеримы с радиусом среднего витка.

Взаимную индуктивность между однослойным соленоидом, имеющим обмотку длиной  $2h$ , и коаксиальным витком, расположенным на средней линии соленоида, рассчитывают на основании геометрических размеров КВИ по формуле Сноу:

$$M = 2\pi\omega_h(r_1 + r_2)\rho k \left[ \frac{K - E}{k^2} - \frac{\rho'^2}{\rho^2} (\Pi - K) \right], \quad (1)$$

где  $\omega_h$  — число витков соленоида, соответствующих длине намотки  $h$ ;

$r_1, r_2$  — соответственно средние радиусы соленоида и вторичного витка;

$K, E$  и  $\Pi$  — полные эллиптические интегралы I, II и III рода;

$\rho$  — параметр интеграла III рода;

$k$  — модуль эллиптических интегралов;

$$\rho'^2 = 1 - \rho^2.$$

\* Амадуни Н. Л., Васильев Б. В. Выбор оптимальных размеров катушки взаимной индуктивности. «Труды институтов Комитета стандартов», вып. 79 (139). М.—Л., Изд. стандартов, 1965.



$p$  и  $k$  — вычисляют по формулам

$$p^2 = \frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2}; \quad k^2 = \frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2 + h^2}. \quad (2)$$

Для вычисления взаимной индуктивности в случае многослойной вторичной обмотки, поперечными размерами которой нельзя пренебречь по сравнению с радиусом центрального витка, используют интегрирование по площади сечения. Пусть поперечное сечение вторичной обмотки представляет собой прямоугольник со сторонами  $2a$  и  $2b$ . Обозначим общее число витков вторичной обмотки через  $W$ ; тогда число витков, приходящееся на площадку размером  $dx dy$ , будет  $\frac{W}{2a \cdot 2b} dx dy$  и, следовательно, взаимная индуктивность между витками, проходящими через некоторую окрестность точки с координатами  $(x, y)$ , и соленоидом выразится как  $M_{x,y} \frac{W}{4ab} dx dy$ , где  $M_{x,y}$  — взаимная индуктивность между соленоидом и единичным витком. Взаимная индуктивность между соленоидом и всеми витками, проходящими через сечение, выразится суммой взаимных индуктивностей между соленоидом и отдельными группами витков, или, в пределе, интегралом

$$M = \frac{W}{4ab} \int_{r_1-a}^{r_1+a} \int_{h-b}^{h+b} M_{x,y} dx dy. \quad (3)$$

Таким образом, взаимную индуктивность КВИ с многослойной вторичной обмоткой рассчитывают следующим образом:

1. Вычисляют взаимную индуктивность между первичным однослойным соленоидом и центральным витком вторичной обмотки по формуле (1), которую легко можно преобразовать к виду, удобному для использования в качестве алгоритма для электронной цифровой вычислительной машины (ЭЦВМ):

$$M_i = 8\pi n_0 r_1 r_2 \frac{h_i}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + h_i^2}} p^2 \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \varphi \cos^2 \varphi d\varphi}{(1 - p^2 \sin^2 \varphi) \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}}, \quad (4)$$

где  $n_0 = \frac{W_i}{h_i}$  — число витков на единицу длины соленоида;

$i$  — индекс соответствующей длины обмотки;

$\varphi$  — азимутальный угол.

Взаимную индуктивность всей системы вычисляют по формуле

$$M = M_{h_2} - M_{h_1} - M_{h_3}. \quad (5)$$

2. Для вычисления взаимной индуктивности между первичным соленоидом и многослойной вторичной обмоткой недостаточно увеличить значение  $M$  для центрального витка ее в  $W$  раз. Необходимо еще ввести поправку на распределение вторичной обмотки по площади конечного сечения. С этой целью вычисляют взаимную индуктивность однослойного соленоида и катушки прямоугольного сечения  $2a \times 2b$  по формуле (3), причем центральная плоскость прямоугольной катушки должна совпадать с плоскостью центрального витка однослойного соленоида. Взаимную индуктивность рассчитывают для одной половины соленоида, и полученный результат удваивают. В данной работе интегрирование производили на ЭЦВМ по методу Гаусса для трех значений  $h$ , и значение  $M$  с поправкой на распределение вторичной обмотки КВИ по площади конечного сечения вычисляли по формуле (5).

3. Сечение вторичной обмотки может отличаться от прямоугольного из-за наличия в ней неполного наружного слоя. Для выяснения влияния этого слоя были вычислены:

а) взаимная индуктивность между первичным соленоидом и вторичной обмоткой прямоугольного сечения без учета ее наружного слоя. Взаимную индуктивность между соленоидом и несколькими витками наружного слоя вычисляли по их геометрическим размерам и полученный результат прибавляли к найденному ранее значению  $M$ ;

б) взаимная индуктивность первичного соленоида и прямоугольной вторичной катушки, площадь которой измеряли с учетом еще одного полного слоя, при таком же среднем радиусе вторичной обмотки, как и в п. а).

Расчеты показали, что изменение только площади сечения вторичной обмотки из-за изменения числа ее слоев очень мало влияет на значение взаимной индуктивности. Так, например, если площадь наружного слоя составляет около 7% от всей площади сечения вторичной обмотки, то значение взаимной индуктивности, полученное в случае б), может отличаться от значения ее, полученного в случае а), не более чем на  $1 \cdot 10^{-4}\%$ . При этом надо учесть, что в зависимости от того, как измерена вторичная катушка (по наружному слою или без него), меняется радиус ее центрального витка, что не вносит в расчет значительной ошибки только в том случае, когда катушка сконструирована в соответствии с указанной выше работой. Если изменение радиуса центрального витка на величину, равную половине толщины наружного слоя, не вызывает изменения взаимной индуктивности, большего  $(1-2) \times 10^{-4}\%$ , то можно не вводить дополнительной поправки на неполный наружный слой, а интегрирование производить просто по площади сечения вторичной обмотки прямоугольной формы.

Возможность исключения систематической погрешности от неправильного определения размеров площади вторичной многослойной обмотки была проверена при расчете взаимной индуктивности ранее изготовленной КВИ, имеющей следующие геометрические размеры ( $m$ ):

$r_1 = 0,147418$	$a = 0,003313$
$r_2 = 0,227615$	$b = 0,004096$
$h_1 = 0,014997$	$n_0 = 1000,200 \text{ м}^{-1}$
$h_2 = 0,033993$	$w = 315 \text{ витков}$
$h_3 = 0,213957$	

Вторичная обмотка имела 315 витков (14 слоев по 22 витка и один неполный слой, содержащий 7 витков), расположенных в пазу каркаса шириной 0,008192 м; высота обмотки 0,006626 м.

1) При вычислении найдены значения взаимной индуктивности: между соленоидом и катушкой прямоугольного сечения, имеющей 308 витков (без учета наружного слоя),

$$12\,088\,915 \cdot 10^{-9} \text{ гн};$$

между соленоидом и семью витками наружного слоя, вычисленное по геометрическим размерам среднего из этих семи витков,

$$39\,230 \cdot 10^{-9} \text{ гн}.$$

Взаимная индуктивность КВИ в этом случае равна:

$$M = (12\,088\,915 + 7 \cdot 39\,230) \cdot 10^{-9} \text{ гн} = 12\,363\,525 \cdot 10^{-9} \text{ гн};$$

2) между соленоидом и вторичной обмоткой, имеющей 315 витков, площадь сечения которой измерена с учетом площади еще одного полного наружного слоя (15 слоев)

$$M' = 12\,363\,514 \cdot 10^{-9} \text{ гн}.$$

Толщина одного слоя в радиальном направлении составляет  $4,733 \times 10^{-4}$  м, тогда площадь одного слоя при высоте его  $b = 0,008192$  м равна  $3,88 \times 10^{-6}$  м<sup>2</sup>, что составляет около 7% от всей площади сечения вторичной обмотки.

Относительная погрешность при определении взаимной индуктивности КВИ во втором случае по отношению к первому составляет:

$$\frac{M - M'}{M} \cdot 100 = \frac{11 \cdot 100}{12363514} \approx 1 \cdot 10^{-4} \%$$

Поступила в редакцию  
5/XI 1965 г.

### ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ РАЗМЕРОВ ПОДВИЖНОГО СОЛЕНОИДА ТОКОВЫХ ВЕСОВ

Для воспроизведения единицы силы тока в абсолютной мере применяют токовые весы, принципиальная схема которых приведена на рис. 1, а общий вид — на рис. 2. Установка состоит из точных равноплечих весов грузоподъемностью до 3 кг и электродинамической системы.

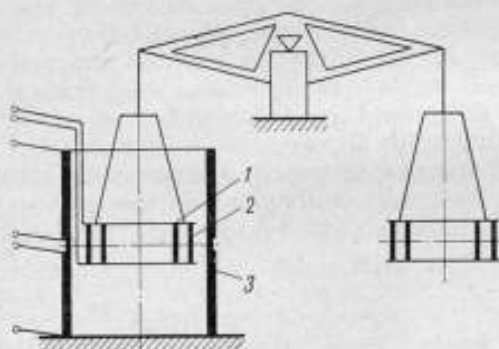


Рис. 1. Принципиальная схема токовых весов с одной электродинамической системой.

Электродинамическая система весов представляет собой три однослойных соленоидов, расположенных коаксиально, два из которых (1 и 2 рис. 1) объединены в один блок и подвешены к левому плечу коромысла весов, а третий, неподвижный 3, установлен на фундаменте. Каркасы соленоидов выполнены из немагнитных материалов с хорошими изоляционными свойствами (пирекс, фарфор). Обмотки подвижных соленоидов соединены между собой последовательно, обмотка неподвижного — разделена в середине на две части, концы каждой из которых выведены отдельно. Для уравнивания веса подвижной системы к правому плечу коромысла весов подвешена система соленоидов, не включенных в электрическую цепь устройства. Предполагается, что конструкция противовеса, подобная конструкции подвижной системы, уменьшает некоторые механические помехи, вызываемые колебаниями весов (неравномерность распределения воздушных потоков, взвешивание подвижной системы в воздухе).

Все обмотки соленоидов системы соединены последовательно и по ним пропускают ток, в результате чего возникает сила взаимодействия между неподвижным соленоидом и блоком подвижных катушек, которую можно измерить уравниванием на весах силой тяжести гирь. С другой стороны, эту силу можно выразить через величину тока в катушках и значение производной от взаимной индуктивности по координате, параллельной оси соленоидов, вычисленной по их геометрическим размерам.

Уравнение равновесия имеет вид

$$mg = I_1 I_2 \frac{\partial M}{\partial z},$$



где  $I_1, I_2$  — токи в неподвижном и подвижных соленоидах;  
 $\partial M/\partial z$  — производная от взаимной индуктивности по координате  
 (в осевом направлении);  
 $m$  — масса уравновешивающей гири,  
 $g$  — ускорение силы тяжести.

При последовательном соединении ток в катушках одинаков, поэтому

$$I = \sqrt{\frac{mg}{\partial M/\partial z}} \quad (1)$$

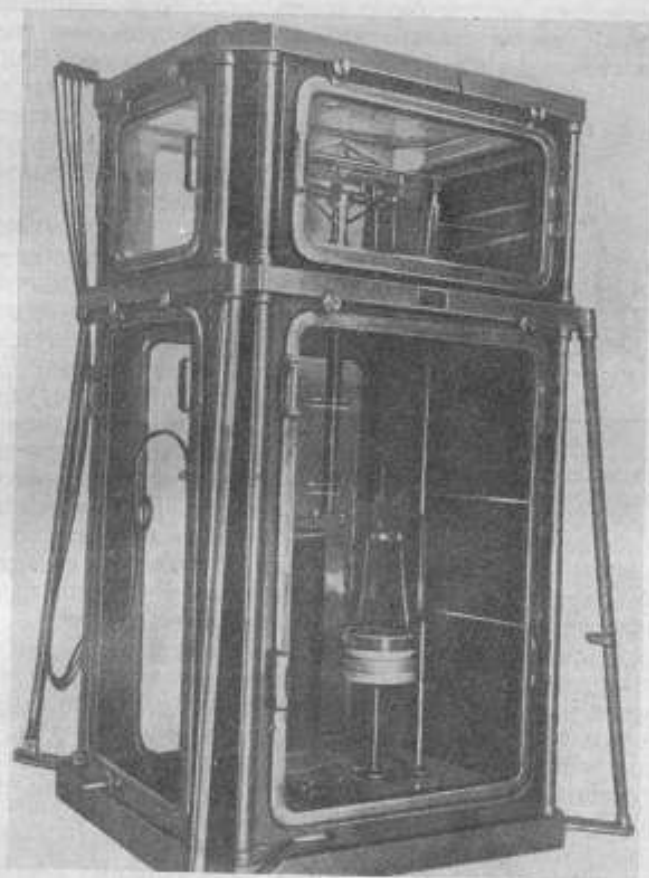


Рис. 2. Общий вид токовых весов с одной электродинамической системой.

Обмотки неподвижного соленоида соединяют так, что ток проходит по ним в противоположных направлениях, благодаря этому силы, действующие со стороны этих обмоток на подвижную систему, складываются.

При реверсировании направления тока в неподвижном соленоиде меняется направление силы, действующей на подвижную систему. Уравновешивание при измерениях производят в двух случаях:

1) когда направление тока в неподвижном соленоиде таково, что подвижная система втягивается внутрь, тогда уравновешивающую массу (около 4 г) накладывают на правое плечо коромысла весов;

2) затем ток в неподвижном соленоиде реверсируется, вследствие чего реверсируется и направление электромагнитной силы, действующей на

блок подвижных катушек. Теперь для уравновешивания весов на правом плече сохраняют гирьку массой 4 г, а на левое плечо накладывают груз удвоенной массы. При такой методике взвешивания гирька массой 4 г в расчет электромагнитной силы не входит, а для расчета используют только одну вторую гирьку, накладываемую на левое плечо весов. Кроме этого, исключается погрешность в определении силы, обусловленная неравноплечью весов.

В настоящее время ведутся работы по созданию второй электродинамической системы на правом плече весов. Предполагается, что наличие двух электродинамических систем будет иметь некоторые преимущества [3].

1. Установка с двумя электродинамическими системами даст возможность удвоить силу взаимодействия катушек при одновременном использовании двух систем, следовательно, относительная погрешность определения этой силы при взвешивании будет уменьшена.

2. Будет возможно дважды независимо друг от друга определять единицу силы тока, используя каждую из электродинамических систем в отдельности.

3. Появится возможность экспериментально исследовать влияние на силу взаимодействия взаимного азимутального расположения подвижного и неподвижного соленоидов.

Рис. 3. Принципиальная схема токовых весов с двумя электродинамическими системами.

С этой целью можно будет произвести ряд измерений силы при условии, что в одной системе взаимное расположение соленоидов остается постоянным, а в другой изменяется.

4. Предполагается, что положение равновесия весов в установке с двумя электродинамическими системами будет более устойчивым, так как будет возможно скомпенсировать механические помехи, вызываемые теплом, выделяемым в катушках. Так, например, в результате изменения температуры воздуха, окружающего подвижные соленоиды, возникают конвекционные потоки, изменяется подъемная сила. Эти помехи можно будет значительно лучше скомпенсировать за счет симметрии, достигаемой при установке второй электродинамической системы.

5. Если токовые весы с двумя электродинамическими системами включены так, что моменты сил, создаваемых на подвижных системах со стороны неподвижных соленоидов, противоположны, то, очевидно, при одинаковом токе разность этих сил должна оставаться постоянной. Это обстоятельство может быть использовано для самопроверки весов с двумя электродинамическими системами. Принципиальная схема токовых весов с двумя электродинамическими системами показана на рис. 3.

Подвижная система существующих токовых весов состоит из двух однослойных соленоидов высотой около 4,5 см, имеющих радиусы 9 и 10,5 см. Обмотки соленоидов соединены между собой последовательно. Таким образом, сила взаимодействия между подвижной системой и наружным неподвижным соленоидом складывается из двух сил, возникающих от взаимодействия неподвижного соленоида с соленоидами: 1) имеющим радиус 9 см и 2) имеющим радиус 10,5 см.

В новой электродинамической системе предполагается вместо двух подвижных соленоидов использовать один. Неподвижный соленоид, ко-

торый должен быть установлен на второй электродинамической системе, имеет радиус  $r_1 = 150$  мм и общую длину  $l_1 = 450$  мм.

При определении геометрических размеров подвижного соленоида, очевидно, нужно исходить из возможности получить наибольшую силу взаимодействия. Но при этом желательно, чтобы влияние погрешностей, возникающих при измерении геометрических размеров соленоидов, было минимальным.

Для решения этих вопросов была использована работа [1], в которой рассмотрены токовые весы и показана зависимость силы взаимодействия от геометрических размеров соленоидов.

На рис. 4 показана зависимость силы взаимодействия от радиуса подвижного соленоида  $r_2$  при различных длинах  $l_2$  подвижного соленоида

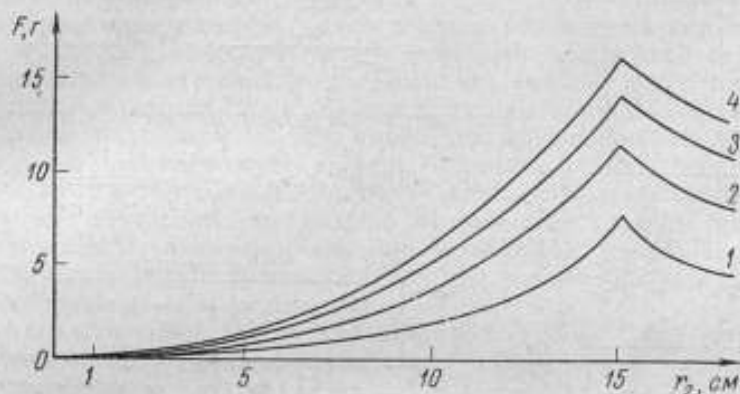


Рис. 4. Зависимость силы взаимодействия от радиуса при различных длинах подвижного соленоида  $l_2$ : 1—4 см; 2—8 см; 3—12 см; 4—16 см.

с  $r_1 = 15$  см и  $l_1 = 50$  см. Из анализа этих кривых видно, что сила взаимодействия не уменьшится, а даже несколько увеличится, если два коаксиальных подвижных соленоида заменить одним соленоидом удвоенной длины:

1) для соленоидов с высотой  $l_2 = 4$  см,  $r_2' = 9$  см и  $r_2'' = 10,5$  см общая сила взаимодействия составляет приблизительно 4,2 г;

2) для  $l_2 = 8$  см и  $r_2 = 10,5$  см эта сила равна 4,5 г.

Возрастание силы взаимодействия соленоидов в этом случае было проверено и вычислением главного члена в формуле постоянной  $F$  токовых весов [2] на электронной цифровой вычислительной машине (ЭЦВМ)

$$F = 2F_1(z_1) + F_2(z_2) - F_3(z_3), \quad (2)$$

где

$$F_i = \frac{2\pi\omega_1\omega_2 z_i}{l_1 l_2} \left\{ \sqrt{z_i^2 + (r_1 + r_2)^2} [K(k_i) - E(k_i)] + \frac{(r_1 - r_2)^2}{\sqrt{z_i^2 + (r_1 + r_2)^2}} [K(k_i) - \Pi(k_i', p)] \right\}, \quad (3)$$

$$z_1 = \frac{l_2}{2}; \quad z_2 = \frac{l_1 - l_2}{2}; \quad z_3 = \frac{l_1 + l_2}{2}, \quad (4)$$

$r_1$  и  $r_2$  — радиусы неподвижного и подвижного соленоидов соответственно;

Сила взаимодействия между подвижным и неподвижным соленоидом  
Подвижные соленоиды

$r_{11}, \text{см}$	$r_{12}, \text{см}$	$l_1, \text{см}$	длинной 11 см			длинной 5,5 см		
			$l_2, \text{см}$	$F \cdot 10^7, \text{н/а}^2$	$\Delta F/F, \%$	$l_2, \text{см}$	$F \cdot 10^7, \text{н/а}^2$	$\Delta F/F, \%$
15	10	45	11	1342,574	0,0100	5,5	750,966	0,0120
15+0,001	10	45	11	1342,440	0,0100	5,5	750,876	0,0256
15	10+0,001	45	11	1342,899	0,0243	5,5	751,158	0,0005
15	10	45+0,001	11	1342,579	0,0004	5,5	750,970	0,0158
15	10	45	11+0,001	1342,664	0,0067	5,5+0,001	751,084	

$\omega_1$  и  $\omega_2$  — числа витков обмоток этих соленоидов;

$l_1$  и  $l_2$  — длины обмоток соленоидов;

$z$  — расстояния между конечными плоскостями обмоток, выражаемые формулами (4);

$i=1, 2, 3$  — индекс соответствующего расстояния между конечными плоскостями обмоток;

$K, E$  и  $\Pi$  — полные эллиптические интегралы I, II и III рода модуля  $k$  и параметра  $p$ , вычисляемых по формулам:

$$k_i^2 = \frac{4r_1r_2}{z_i^2 + (r_1 + r_2)^2}; \quad p^2 = \frac{4r_1r_2}{(r_1 + r_2)^2}. \quad (5)$$

Выражение (3) можно привести к виду:

$$F_i = 16\pi p^2 r_1 r_2 n_{01} n_{02} \frac{z_i}{\sqrt{z_i^2 + (r_1 + r_2)^2}} \times \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \varphi \cos^2 \varphi d\varphi}{(1 - p^2 \sin^2 \varphi) \sqrt{1 - k_i^2 \sin^2 \varphi}}, \quad (6)$$

где  $\varphi$  — азимутальный угол,

$n_{01}$  и  $n_{02}$  — числа витков на единицу длины, соответственно неподвижного и подвижного соленоидов.

Постоянная токовых весов была вычислена для двух различных подвижных систем:

1) состоящей из двух коаксиальных соленоидов высотой по 5,5 см, имеющих радиусы 12 и 10 см и 2) состоящей из одного соленоида радиусом 12 см и высотой 11 см.

В первом случае неподвижный соленоид имел радиус 15 см и высоту 45 см.

Во всех случаях принимали, что  $n_0 = 2n_{01}n_{02}$ , входящее в формулу (3) множителем, равно единице, так что для получения истинного значения главного члена постоянной токовых весов найденные результаты нужно умножить на  $n_0$ .

Значения постоянной найдены равными

$$F_1 = 1241,221 \cdot 10^{-7} \text{ н/а}^2 \text{ (для } r_2 = 12 \text{ см)}$$

$$F_2 = 750,966 \cdot 10^{-7} \text{ н/а}^2 \text{ (для } r_2 = 10 \text{ см)}$$

тогда

$$F = 1992,187 \cdot 10^{-7} \text{ н/а}^2.$$

Для подвижной системы, состоящей из одного соленоида, получаем

$$F = 2123,026 \cdot 10^{-7} \text{ н/а}^2.$$

Размеры подвижного соленоида ограничены допустимой нагрузкой на весы. Из приведенных



выше расчетов видно, что при замене двух подвижных соленоидов одним соленоидом удвоенной длины сила взаимодействия между подвижными соленоидами и неподвижным несколько возрастает при практически неизменной нагрузке на весы. При этом конструкция становится более простой, так как нет необходимости центрировать подвижные соленоиды по отношению друг к другу.

Обмотка подвижных соленоидов должна отступать от краев каркасов не менее чем на 5 мм, чтобы была возможность установить крепления концов провода. Поэтому, если при двух подвижных соленоидах свободный от обмотки участок каркаса составляет 20 мм, то при одном соленоиде он равен 10 мм. Это, очевидно, при прочих равных условиях несколько увеличит число витков на подвижном соленоиде, а следовательно, и силу взаимодействия соленоидов.

Описанные преимущества можно считать решающими для выбора во второй электродинамической системе в качестве подвижной системы одного соленоида увеличенной длины, если, как указано выше, при этом не возрастает погрешность, возникающая от неточности измерения геометрических размеров соленоидов. Для выяснения этого вопроса были приняты определенные геометрические размеры катушек, а затем поочередно их изменяли на 10 мкм и для каждого случая вычисляли электродинамическую постоянную. Результаты вычислений приведены в таблице, из которой видно, что относительные погрешности, вызываемые изменением геометрических размеров катушек, уменьшаются при увеличении высоты подвижного соленоида.

Поэтому для новой электродинамической системы будет использован один подвижный соленоид с каркасом из плавленного кварца, имеющий размеры  $r_2 = 10,4$  см,  $l_2 = 11$  см.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Taeger O. Kraftdiagramme einer Stromwaage. Z. Instr., Bd. 72, H. 5, 1964.
2. Яновский Б. М., Горбачев С. В., Волков Н. А. Абсолютные измерения силы тока. «Труды ВНИИМ», вып. 15 (75), М.—Л., Госэнергоиздат, 1953.
3. Vigoureux. A Determination of the Ampere. Metrologia, 1965, v. 1, Nr. 1.

Поступила в редакцию  
14/XII 1965 г.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА НЕКОТОРЫХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ  
МОСТОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФЕРРИТОВ

При испытании ферромагнитных материалов в слабых переменных полях широкое распространение получили мостовые измерительные цепи, обеспечивающие высокую точность измерений. В сочетании с одноконтурными намагничивающими цепями (рамками, коаксиальными держателями и пр.) мосты используют для измерения комплексного сопротивления испытуемого образца, по значению которого расчетом определяют электромагнитные характеристики (магнитную проницаемость  $\mu$  и тангенс угла потерь  $\operatorname{tg} \delta$ ). Условия намагничивания, близкие с идеальным, предопределяют простую функциональную связь измеряемого сопротивления с магнитными свойствами образца, вследствие чего такой метод испытаний может служить критерием объективной оценки качества ферромагнитных материалов [2].

При реализации этого метода с использованием четырехплечих мостов [3] вследствие значительного сопротивления измерительной цепи возникают большие затруднения, связанные с обеспечением требуемого режима намагничивания. В отличие от четырехплечих трансформаторные мосты с дифференциальным компаратором тока свободны от этого недостатка и поэтому в наибольшей степени удовлетворяют требованиям метода одновиткового намагничивания. В связи с этим представляется целесообразным рассмотреть этого рода мосты для установления общих закономерностей, весьма облегчающих выбор схемы для решения конкретных задач, часто возникающих при магнитных испытаниях.

## Общие свойства мостов

Основой рассматриваемых мостов является схема [1], изображенная на рис. 1.

Уравнение равновесия ее, определяемое условием равенства нулю результирующего магнитного потока в магнитопроводе дифференциального трансформатора  $Tp$ , имеет вид

$$\sum_{i=1}^3 I_i n_i = 0, \quad (1)$$

где  $I_i$  и  $n_i$  — ток и число витков в  $i$ -той обмотке трансформатора.

Полагая идеальной связью между обмотками, а их активные сопротивления пренебрежимо малыми по сравнению с  $|Z_i|$  при соотношениях элементов схемы

$$|Z_1| \gg |Z_{01}|, |Z_2| \gg |Z_{02}|, |Z_3| \gg |Z_{03}|, \quad (2)$$

уравнение (1) можно записать следующим образом:

$$\frac{Z_{01}}{Z_1} n_1 + \frac{Z_{02}}{Z_2} n_2 + \frac{Z_{03}}{Z_3} n_3 = 0, \quad (3)$$

где  $Z_1, Z_{0i}$  — элементы схемы моста.

Очевидно, неизвестное может быть включено либо в низкоомную (токовую) цепь при измерении малых комплексных сопротивлений (менее 10 мГн, 1 ком), либо в высокоомную (потенциальную) цепь при измерении больших комплексных сопротивлений.

В первом случае, когда измеряемым импедансом является  $Z_x = Z_{03}$ , его составляющие определяются выражениями:

$$\operatorname{Re} Z_x = - \left[ \frac{Z_{01} Z_3 \bar{Z}_1 + \bar{Z}_{01} \bar{Z}_3 Z_1}{2Z_1 \bar{Z}_1} n + \frac{Z_{02} Z_3 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_{02} \bar{Z}_3 Z_2}{2Z_2 \bar{Z}_2} m \right]; \quad (4)$$

$$\operatorname{Im} Z_x = - \left[ \frac{Z_{02} Z_3 \bar{Z}_2 - \bar{Z}_{02} \bar{Z}_3 Z_2}{2jZ_2 \bar{Z}_2} m + \frac{Z_{01} Z_3 \bar{Z}_1 - \bar{Z}_{01} \bar{Z}_3 Z_1}{2jZ_1 \bar{Z}_1} n \right], \quad (5)$$

где  $n = \frac{n_1}{n_3}$  и  $m = \frac{n_2}{n_3}$  — отношения чисел витков обмоток.

Аналогичные выражения можно получить для схем с неизвестным  $Y_x = Z_x^{-1}$ , включенным в потенциальную цепь обмотки  $n_3$ .

Считая образцовые элементы, входящие в схему рис. 1 ( $Z_1, Z_2, Z_3, Z_{01}, Z_{02}$ ), при  $Z_x = Z_{03}$  чисто активными или реактивными сопротивлениями, из уравнений (4) и (5) можно легко получить уравнения, определяющие неизвестное при непосредственном отсчете составляющих. Очевидно, в этом случае  $(\operatorname{Re} Z_x)_n$  будет равно либо первому, либо второму слагаемому выражения (4). Аналогично  $(\operatorname{Im} Z_x)_n$  будет равно либо первому, либо второму слагаемому выражения (5). Такие соотношения могут выполняться для определенных комбинаций входящих в них сопротивлений.

Действительно, чтобы обеспечить непосредственный отсчет активной составляющей, в выражения  $(\operatorname{Re} Z_x)_n$  должны входить два реактивных и одно активное, либо все активные сопротивления, а для отсчета реактивной составляющей в выражения  $(\operatorname{Im} Z_x)_n$  должны входить два активных и одно реактивное, либо все реактивные сопротивления. При выполнении этих условий раздельное уравновешивание по активной составляющей можно элементами контура  $Z_{01} - n_1 - Z_1$ , либо контура  $Z_{02} - n_2 - Z_2$ , а реактивной составляющей — элементами контура  $Z_{02} - n_2 - Z_2$ , либо контура  $Z_{01} - n_1 - Z_1$  соответственно.

Назначение контуров уравновешивания принципиального значения не имеет, но следует принимать во внимание при практическом выполнении цепи, когда существенное влияние приобретают сопротивления утечек. Знак минус в уравнениях (4) и (5) означает, что включение обмотки контура уравновешивания по соответствующей составляющей должно быть встречным по отношению к обмотке неизвестного.

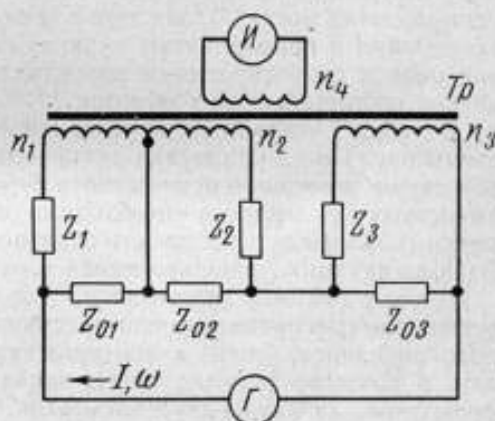


Рис. 1. Обобщенная схема моста с дифференциальным трансформатором.



При использовании в качестве образцовых элементов сопротивлений  $R$ , конденсаторов  $C$ , катушек самоиндукции  $L$  и взаимной индукции  $M$  в различных комбинациях, из обобщенной схемы рис. 1 можно получить порядка 105 вариантов схем, удовлетворяющих уравнению (1).

Рассмотрим лишь некоторые варианты, содержащие  $R$ ,  $C$  и  $M$ , причем при использовании  $M$  ограничимся случаем включения взаимной индуктивности в токовую цепь схемы. Воспользуемся правилами сокращенной записи, предложенными в работе [4] для четырехплечих мостов. В рассматриваемом случае схему моста записывают в две строки, причем в верхней — элементы токовой цепи, в нижней — потенциальной цепи:

$$\frac{R_{01} \cdot n_1}{R_1} \mid \frac{R_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{03} \cdot n_3}{R_3} \quad (6)$$

Под  $R_{i(ol)}$  следует понимать любой из используемых в схеме элементов  $R$ ,  $C$  или  $M$ .

Указания об измеряемом, регулируемых элементах и их назначении могут быть аналогичными. В дополнение к упомянутому правилу для полноты описания полезно указывать числа витков и фазу («+», «-») включения обмоток в контурах уравнивания составляющих по отношению к обмотке неизвестного. Такая форма записи, помимо представления о структуре схемы, одновременно дает возможность легко составить уравнение баланса моста (3), для чего в таком же порядке, как в выражении (6), записывают и приравнивают нулю сумму отношений сопротивлений токовой цепи к сопротивлениям потенциальной цепи, умноженных на числа витков соответствующих обмоток.

В табл. 1 приведены в условной записи рассматриваемые варианты схемы рис. 1 и их уравнения равновесия в предположении последовательной схемы замещения неизвестного  $Z_x = Z_{03}$  индуктивного характера (для емкостных импедансов необходимо изменить порядок включения обмотки 2). Фазовые погрешности образцовых элементов в табл. 2 не учтены. Взаимная индукция, использованная в расчетах, отрицательна.

Данные таблицы показывают, что все схемы при раздельном уравнивании обеспечивают непосредственный отсчет составляющих измеряемого импеданса, если в контурах уравнивания  $R_x$  и  $X$  использовать в качестве регулируемых, наряду с числом витков обмоток трансформатора, любой из двух элементов таковой или потенциальной цепи. Четырехзажимное подключение элементов токовой цепи (в том числе и неизвестного  $Z_{03}$ ) позволяет выбирать их меньшими по величине, что дает возможность менять измерительный ток в широких пределах, заранее устанавливая любой из требуемых режимов намагничивания: синусоидального поля или индукции. Постоянство значения измерительного тока в процессе уравнивания обеспечивает условие (2).

В зависимости от требований поставленной задачи могут быть выбраны варианты частотнонезависимые или частотнозависимые по обоим или по одной из составляющих измеряемого. К числу положительных свойств схем, наряду с упомянутыми, следует отнести возможность измерения импедансов разного характера (индуктивного и емкостного) без изменения структуры схемы. Для этого достаточно, например, изменить лишь порядок включения отдельных обмоток дифференциального трансформатора.

С помощью любого из рассматриваемых вариантов схемы можно измерять индуктивности и емкости, не производя при этом никаких коммутаций, если в схему рис. 1 ввести вспомогательные цепи. Это вместе с условием (2), обеспечивающим существенное снижение действия переходных (контактных) сопротивлений и сопротивлений соединительных проводников, создает необходимые условия для измерения очень малых импедансов.



Схемы мостов (в условной записи) и их уравнения измерения без учета фазовых погрешностей элементов

номер	Схема		Расчетные формулы ( $A_n, B_n$ )	номер	Схема		Расчетные формулы ( $A_n, B_n$ )
	вид	вид			вид	вид	
1	$\frac{R_{01} - n_1}{C_1} \left  \frac{R_{02}, n_2}{R_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$		$R_x = R_{01} \frac{C_1}{C_3} n$ $X = \frac{1}{\omega C_3} \frac{R_{01} R_1}{C_2} m$	5	$\frac{C_{01}, n_1}{R_1} \left  \frac{C_{02}, n_2}{C_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$	$R_x = \frac{1}{\omega C_3} \frac{1}{\omega C_{01} R_1} n$ $X = \frac{1}{\omega C_2} \frac{C_2}{C_{02}} m$	
2	$\frac{R_{01} - n_1}{C_1} \left  \frac{C_{01}, n_2}{C_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$		$R_x = R_{01} \frac{C_1}{C_2} n$ $X = \frac{1}{\omega C_3} \frac{C_2}{C_{02}} m$	6	$\frac{C_{01}, n_1}{R_1} \left  \frac{M_{02}, -n_2}{C_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$	$R_x = \frac{1}{\omega C_3} \frac{1}{\omega C_{01} R_1} n$ $X = \omega M_{02} \frac{C_2}{C_3} m$	
3	$\frac{R_{01} - n_1}{C_1} \left  \frac{M_{02}, -n_2}{C_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$		$R_x = R_{01} \frac{C_1}{C_2} n$ $X = \omega M_{02} \frac{C_2}{C_3} m$	7	$\frac{M_{01}, -n_1}{R_1} \left  \frac{R_{02}, n_2}{R_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$	$R_x = \frac{M_{01}}{R_1 C_3} n$ $X = \frac{1}{\omega C_3} \frac{R_{02}}{R_2} m$	
4	$\frac{C_{01}, n_1}{R_1} \left  \frac{R_{02}, n_2}{R_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$		$R_x = \frac{1}{\omega C_3} \frac{1}{\omega C_{01} R_1} n$ $X = \frac{1}{\omega C_3} \frac{1}{\omega C_{02}} \frac{R_{02}}{R_2} m$	8	$\frac{M_{01}, -n_1}{R_1} \left  \frac{C_{02}, n_2}{C_2} \right  \frac{R_x, X, n_3}{C_3}$	$R_x = \frac{M_{01}}{R_1 C_3} n$ $X = \frac{1}{\omega C_3} \frac{C_2}{C_{02}} m$	

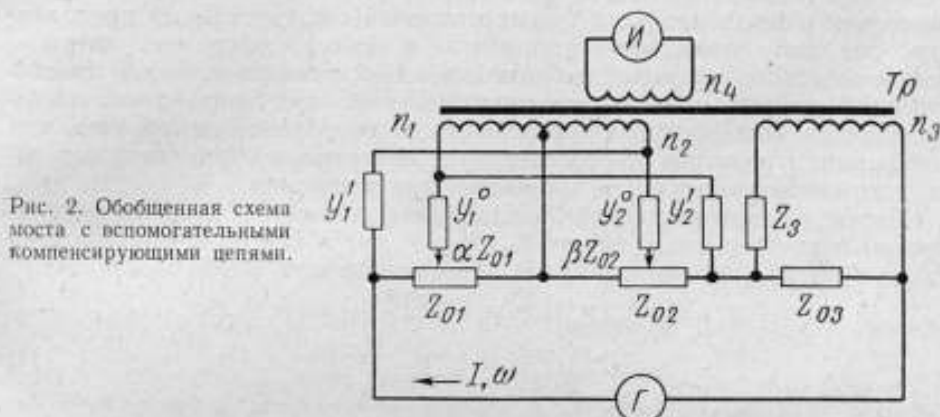
Схема		Расчетные формулы (А <sub>1</sub> , В <sub>1</sub> )	Схема		Расчетные формулы (А <sub>2</sub> , В <sub>2</sub> )
номер	вид		номер	вид	
9	$\frac{M_{01} \cdot n_1}{R_1} \mid \frac{M_{02} \cdot n_2}{C_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{C_3}$	$R_x = \frac{M_{01} \cdot n}{R_1 C_3}$ $X = \omega M_{02} \frac{C_2 \cdot m}{C_3}$	14	$\frac{M_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{M_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = \omega^2 M_{01} C_1 R_3 n$ $X = \omega M_{02} \frac{R_3}{R_2} m$
10	$\frac{C_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{C_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{C_1 \cdot n}{C_{01}}$ $X = \frac{1}{\omega C_{02}} \frac{R_3 \cdot m}{R_2}$	15	$\frac{M_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{R_{02} \cdot n_2}{C_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = \omega^2 M_{01} C_1 R_3 n$ $X = \omega C_2 R_{02} R_3 m$
11	$\frac{C_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{M_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{C_1 \cdot n}{C_{01}}$ $X = \omega M_{02} \frac{R_3 \cdot m}{R_2}$	16	$\frac{R_{01} \cdot n_1}{R_1} \mid \frac{C_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{R_{01} \cdot n}{R_1}$ $X = \frac{1}{\omega C_{02}} \frac{R_3 \cdot m}{R_2}$
12*	$\frac{C_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{R_{02} \cdot n_2}{C_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{C_1 \cdot n}{C_{01}}$ $X = \omega R_{02} R_3 C_2 m$	17	$\frac{R_{01} \cdot n_1}{R_1} \mid \frac{M_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{R_{01} \cdot n}{R_1}$ $X = \omega M_{02} \frac{R_3}{R_2} m$
13	$\frac{M_{01} \cdot n_1}{C_1} \mid \frac{C_{02} \cdot n_2}{R_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = \omega^2 M_{01} C_1 R_3 n$ $X = \frac{1}{\omega C_{02}} \frac{R_3 \cdot m}{R_2}$	18**	$\frac{R_{01} \cdot n_1}{R_1} \mid \frac{R_{02} \cdot n_2}{C_2} \mid \frac{R_{x1} \cdot X \cdot n_3}{R_3}$	$R_x = R_3 \frac{R_{01} \cdot n}{R_1}$ $X = \omega C_2 R_{02} R_3 m$

Примечание. \* Схема моста [1].  
\*\* Схема моста [5].

Действительно, рассмотрим рис. 2, на котором изображены контуры уравнивания активной и реактивной составляющих, с вспомогательными проводимостями  $Y_1'$  и  $Y_2'$ . Напряжение в обмотку  $n_1$  снимается с части  $\alpha$  сопротивления  $Z_{01}$  и с сопротивления  $Z_{02}$ ; в обмотку  $n_2$  — с части  $\beta$  сопротивления  $Z_{02}$  и с сопротивления  $Z_{01}$ .

Из выражения (1) при регулируемых  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$ , принимая во внимание условие (2), получим

$$Z_x = Z_3 \left[ mZ_{01} \left( Y_1' - \alpha Y_1^0 \frac{n}{m} \right) + nZ_{02} \left( Y_2' - \beta Y_2^0 \frac{m}{n} \right) \right], \quad (7)$$



откуда в случае непосредственного отсчета имеем:

$$(\operatorname{Re} Z_x)_n = \frac{\alpha_0 - \alpha}{2} n (Z_{01} Y_1^0 Z_3 + \bar{Z}_{01} \bar{Y}_1^0 \bar{Z}_3); \quad (8)$$

$$(\operatorname{Im} Z_x)_n = \frac{\beta_0 - \beta}{2j} m (Z_{02} Y_2^0 Z_3 - \bar{Z}_{02} \bar{Y}_2^0 \bar{Z}_3), \quad (9)$$

где  $0 < \alpha_0 < 1$ ,  $0 < \beta_0 < 1$ ,  $0 < \beta < 1$ ,  $0 < \alpha < 1$ , а значения

$$Y_1' = \alpha_0 Y_1^0 \frac{n}{m} \text{ и } Y_2' = \beta_0 Y_2^0 \frac{m}{n} \quad (10)$$

выбраны из условия начального уравнивания схемы при  $Z_x = 0$ .

При регулируемых элементах  $Y_1 = Y_1^0 \pm \Delta Y_1$  и  $Y_2 = Y_2^0 \pm \Delta Y_2$  с учетом выражений (10) и  $\alpha = \alpha_0$ ,  $\beta = \beta_0$  неизвестное определится выражением

$$Z_x = Z_3 [\mp \alpha_0 n Z_{01} \Delta Y_1 \mp \beta_0 m Z_{02} \Delta Y_2], \quad (11)$$

где  $\Delta Y_1$  и  $\Delta Y_2$  — изменяемая часть проводимостей  $Y_1$  и  $Y_2$ , и последовательные составляющие неизвестного при непосредственном отсчете будут равны

$$(\operatorname{Re} Z_x)_n = \mp \frac{\alpha_0 n}{2} (Z_{01} Z_3 \Delta Y_1 + \bar{Z}_{01} \bar{Z}_3 \Delta \bar{Y}_1); \quad (12)$$

$$(\operatorname{Im} Z_x)_n = \mp \frac{\beta_0 m}{2j} (Z_{02} Z_3 \Delta Y_2 - \bar{Z}_{02} \bar{Z}_3 \Delta \bar{Y}_2). \quad (13)$$

Вычисления показывают, что при введении вспомогательных проводимостей (10) можно скомпенсировать действие токов, обусловленных наличием начальных параметров элементов  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$ ,  $Y_1 = Z_1^{-1}$ ,  $Y_2 = Z_2^{-1}$  (начальные емкость, сопротивление и т. д.) и градуировать шкалы этих элементов в единицах импедансов индуктивного и емкостного характера в соответствии с уравнениями (8), (9), (12), (13). Градуировать каждый

регулируемый элемент при известном законе изменения значения его главного параметра можно без коммутации обмоток трансформатора либо по образцовым мерам индуктивности, либо по мерам емкости, что дает известные преимущества при разработке аппаратуры, предназначенной для измерения очень малых индуктивных или емкостных импедансов (меры индуктивности при калибровке могут быть заменены мерами емкости). В частности, в этом случае без потери точности обеспечивается связь между мерами реактивного сопротивления разного характера. Очевидно, вспомогательные цепи можно использовать также для компенсации действия остаточных параметров элементов сравнения, параметров намагничивающей цепи (держателя) и сопротивлений соединительных проводников. Это дает возможность применять в мостах, например, катушки индуктивности с невысокой добротностью, нейтрализуя влияние их собственной емкости и активного сопротивления; обеспечить отсчет непосредственно составляющих комплексного сопротивления образца при измерении параметров ферромагнитных материалов; проводить без заметного снижения точности дистанционные измерения.

При измерении изменений  $Z_x$  удобно использовать в качестве регулируемых элементов одновременно  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$ ,  $Y_1$  и  $Y_2$ . В этом случае, полагая  $Z_{03} = Z_x \pm \Delta Z_x$ , из уравнения (1) для схемы рис. 2 имеем

$$Z_x \pm \Delta Z_x = Z_3 \{ n Z_{01} Y_1^0 [\alpha_0 - \alpha (1 \pm \xi Y_1)] + m Z_{02} Y_2^0 [\beta_0 - \beta (1 \pm \xi Y_2)] \}, \quad (14)$$

где  $\xi Y_1 = \frac{\Delta Y_1}{Y_1^0}$ ,  $\xi Y_2 = \frac{\Delta Y_2}{Y_2^0}$ .

Из выражения (14) следует, что значения  $Y_1$  и  $Y_2$  можно градуировать в относительных единицах к номинальной величине  $(\text{Re} Z_x)_n \sim \alpha Z_{01}$  и  $(\text{Im} Z_x)_n \sim \beta Z_{02}$  и использовать для непосредственного отсчета малых изменений параметров объекта, являющихся следствием температурных, механических или других воздействий на него.

При выполнении приведенных в табл. 1 мостов, с вспомогательными цепями, чтобы обеспечить условия фазировки проводимости,  $Y_1'$  и  $Y_2'$  должны быть одного частотного порядка с  $Y_1^0$  и  $Y_2^0$  и их можно включать в дополнительные обмотки, не показанные на рис. 2.

#### Погрешности мостов

Отличие группы мостов № 1 ÷ 9 от № 10 ÷ 18 (табл. 1) состоит в том, что в первой в контур неизвестного включена емкость  $C_3$ , а во второй — сопротивление  $R_3$ . Это приводит к различию погрешностей мостов, которые легко установить при рассмотрении обобщенных уравнений измерения

$$\text{Re} Z_x = A_0 k_1 \left( 1 \pm a \pm \frac{k_2}{k_1} \frac{b}{\text{tg } \delta_0} \right); \quad (15)$$

$$\text{Im} Z_x = B_0 k_2 \left( 1 \pm c \pm \frac{k_1}{k_2} \text{tg } \delta_0 d \right), \quad (16)$$

где  $\text{Re} Z_x$  и  $\text{Im} Z_x$  — активная и реактивная составляющие измеряемого импеданса  $Z_x$ ;

$A_0 = (\text{Re} Z_x)_n$  и  $B_0 = (\text{Im} Z_x)_n$  — величины, определяемые главными значениями параметров элементов сравнения схемы ( $A_0 = R_x$  и  $B_0 = -X$ ) при фазовых погрешностях элементов  $Z_i$  и  $Z_{0i}$ , равных нулю, (см. табл. 1);



$a, b, c, d$  — выражения, определяемые остаточными и главными значениями параметров элементов сравнения;

$\frac{1}{k_1}$  и  $\frac{1}{k_2}$  — величины, равные соответственно  $(1 + \omega^2 \tau_1^2)$ ,  $(1 + \text{tg}^2 \delta_1)$ ,  $(1 + \omega^2 \tau_2^2)$  или  $(1 + \text{tg}^2 \delta_2)$ ;

$\text{tg } \delta_0 = \frac{A_0}{B_0}$  — тангенс угла потерь неизвестного  $Z_x = Z_{03}$ , определенный по главным значениям параметров элементов моста.

Наличие множителей  $k_1$  и  $k_2$  зависит от схемы замещения  $Z_1$  и  $Z_2$ , и в случае представления их в виде проводимостей  $k_1 = k_2 = 1$ .

Уравнения (15) и (16) вытекают из уравнений (4) и (5) при подстановке в последние  $Z_i$  и  $Z_{0i}$ , представляемых в форме

$$\left. \begin{matrix} Z_i \\ Z_{0i} \end{matrix} \right\} = R_{i, (0i)} (1 \pm j\omega\tau_{i, (0i)}) = X_{i, (0i)} (\text{tg } \delta_{i, (0i)} \pm j),$$

где  $R_{i, (0i)}$  и  $X_{i, (0i)}$  — активная и реактивная составляющие  $i, (0i)$ -го элемента моста;

$\text{tg } \delta_{i, (0i)}$  и  $\tau_{i, (0i)}$  — тангенс угла потерь и постоянная времени  $i, (0i)$ -го элемента;

$\omega$  — угловая частота.

В  $Z_i$  могут быть включены остаточные параметры обмоток трансформатора, шунтирующие сопротивления и сопротивления соединительных проводников. При снятии ограничения (2)  $Z_i$  в (3) следует заменить суммой  $Z_i + Z_{0i}$ .

Такая форма записи обобщенных уравнений измерения, устанавливающих связь между составляющими измеряемого импеданса и главными значениями параметров образцовых элементов с учетом остаточных параметров их, весьма облегчает оценку погрешностей мостов, которая, вместе с тем, является общей для схем уравновешивания.

Из выражений (15) и (16) видно, что остаточные параметры элементов сравнения приводят к существенному увеличению погрешностей измерения и при определенных соотношениях параметров неизвестного и элементов схемы нарушают условия непосредственного отсчета по главным значениям параметров при однократном измерении.

В частности, относительные погрешности в определении активной и реактивной составляющих через главные значения параметров элементов сравнения при  $k_1 = k_2 = 1$  равны

$$\sigma(\text{Re } Z_x) = \mp a \mp \frac{b}{\text{tg } \delta_0}, \quad (17)$$

$$\sigma(\text{Im } Z_x) = \mp c \mp \text{tg } \delta_0 d \quad (18)$$

и зависят от сумм вида

$$\left. \begin{matrix} a \\ c \end{matrix} \right\} = \sum_i \frac{\prod \xi_i}{\xi_i}, \quad (19)$$

являющихся бесконечно малыми второго порядка малости, и сумм вида

$$\left. \begin{matrix} b \\ d \end{matrix} \right\} = \sum_i \xi_i + \prod_i \xi_i, \quad (20)$$

являющихся бесконечно малыми первого порядка малости по сравнению с единицей.

$\xi_i$  — в выражениях (19) и (20) — относительные остаточные параметры образцовых элементов схемы  $\omega \tau_{L_i(0i)}$ ,  $\text{tg } \delta_{L_i(0i)}$ .

При определении  $a$  и  $b$  в формулах (19) и (20) суммирование следует проводить по элементам  $Z_1, Z_2, Z_{01}$ , а при определении  $c$  и  $d$  — по элементам  $Z_2, Z_3$  и  $Z_{02}$ . Знаки выражений (19) и (20) определяются знаками алгебраических сумм остаточных параметров элементов схемы. При положительных величинах последних остаточные параметры проводимостей берут со знаком минус.

Как следует из уравнений (17) и (18), составляющие погрешности  $\frac{b}{\text{tg } \delta_0}$  и  $\text{tg } \delta_0 d$  зависят от потерь измеряемого объекта и поэтому существенно влияют на точность измерения меньшего компонента полного сопротивления, погрешность измерения которого всегда оказывается значительно больше погрешности измерения главного компонента. Поэтому при измерении остаточных параметров неизвестного качества элементов, составляющих измерительную схему, нельзя оценивать, как это часто делается сравнением значений главного и остаточного параметров рассматриваемого элемента. Правильнее пригодность элемента для измерений определять по вытекающим из выражений (15) и (16) при  $a \rightarrow 0$ ,  $c \rightarrow 0$  соотношениям:

$$\begin{aligned} \xi_i / \text{tg } \delta_x & \text{— при измерении сопротивления потерь,} \\ \text{tg } \delta_x \xi_i & \text{— при измерении остаточных реактивностей.} \end{aligned}$$

По этим соотношениям, определяющим относительную погрешность при измерении одной из составляющих сопротивления, следует определять также влияние на качество образцового элемента квадратурных составляющих шунтирующих проводимостей и сопротивлений соединительных проводников. Качество элемента тем выше, чем меньше приведенные соотношения в сравнении с единицей.

Погрешность определения тангенса угла потерь неизвестного по главным значениям параметров элементов моста, вычисленная из уравнений (15) и (16) при  $a \rightarrow 0$  и  $c \rightarrow 0$ , равна

$$\sigma \text{ tg } \delta_x = \frac{\text{Re } Z_x / \text{Im } Z_x}{A_0 / B_0} - 1 = \frac{\mp \text{tg } \delta d \pm b / \text{tg } \delta_0}{1 \pm \text{tg } \delta_0 d}. \quad (21)$$

Экстремальное значение ее в предположении постоянства остаточных параметров регулируемых элементов соответствует

$$(\text{tg } \delta_x)_{\min} \approx \sqrt{b/d} \quad (22)$$

и имеет величину

$$\sigma (\text{tg } \delta_x)_{\min} \approx \mp 2 \sqrt{bd}. \quad (23)$$

Соотношения (22) и (23) являются следствием равной погрешности измерения активной и реактивной составляющих полного сопротивления и, очевидно, могут выполняться для одной комбинации  $R_x$  и  $X$ . Для всех других соотношений составляющих неизвестного, как это видно из выражения

$$\frac{\sigma (\text{tg } \delta_x)}{\sigma (\text{tg } \delta_x)_{\min}} = \frac{\pm \text{tg } \delta_0 \sqrt{d/b} \mp \frac{1}{\text{tg } \delta_0 \sqrt{d/b}}}{2(1 \pm \text{tg } \delta_0 d)}, \quad (24)$$

погрешность в определении  $\text{tg } \delta_x$  по отношению к минимальной возрастает при измерении как потерь высококачественных катушек индуктивности и конденсаторов, так и низкочастотных элементов, в частности, остаточных реактивностей омических сопротивлений. В первом случае возрастание погрешности обуславливается неточностью определения активной составляющей, во втором — неточностью определения реактивной состав-

ляющей измеряемого сопротивления. Очевидно, увеличение точности подгонки главных значений элементов схемы и повышение чувствительности не позволяет снизить погрешности, обусловленные квадратурными составляющими.

В табл. 2 приведены значения  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  для рассматриваемых мостов, причем произведения  $\Pi \xi_i$  в выражениях  $b$  и  $d$  опущены. Сравнение данных таблицы с учетом вычислений показывает, что наименьшую погрешность при измерении потерь высококачественных объектов обеспечивают схемы № 2, 3, 5, 6, 8, 9, поскольку в этом случае  $b$  определяется суммой потерь конденсаторов ( $C_3$ ,  $C_{02}$  и  $C_2$ ), являющихся наиболее близкими по характеристикам к идеальным. В отличие от резонансных четырехплечих мостов,

например типа  $\frac{R_x L_x C | R}{R | R}$ , для которых  $b = \text{tg } \delta_c$ , где  $\text{tg } \delta_c$  — тангенс угла потерь конденсатора сравнения, выражение  $b$  для упомянутых мостов равно  $\sum_i \text{tg } \delta_{i, (0i)}$  и потери конденсаторов входят в сумму с разными знаками, что делает их более предпочтительными по сравнению с первыми, так как при определенных условиях позволяют добиться  $b = 0$ .

Несколько худшими при измерении потерь оказываются схемы, для которых в выражение  $b$ , наряду с остаточными параметрами конденсаторов, входит и разность постоянных времени сопротивлений, так как значение их для современных резисторов обычно лежит в пределах  $\tau \approx (10^{-8} + 10^{-9})$  сек, вследствие чего величина  $b$  для частотно-независимых мостов оказывается больше, чем для мостов резонансных. Аналогичные трудности встречаются при использовании схем для измерения остаточных реактивностей в широком диапазоне частот, поскольку в выражение  $d$  входят постоянные времени элементов сравнения.

Частотный диапазон, в котором меньшая составляющая неизвестного сопротивления может быть определена с заданной погрешностью  $\sigma$  ( $\text{Re}Z_x$ ) или  $\sigma$  ( $\text{Im}Z_x$ ) рассчитывают из уравнений (17) и (18) с учетом выражений (20). Так, например, для схем № 10, 11, 13, 16, 17 при измерении активной составляющей ( $a \rightarrow 0$ ,  $c \rightarrow 0$ )

$$\omega_{\text{гр. } Ax} < \left| \frac{\sigma (\text{Re} Z_x) \text{tg } \delta_0 - \text{tg } \delta_2}{\tau_2 - \tau_3} \right|; \quad (25)$$

при измерении реактивной составляющей

$$\omega_{\text{гр. } Bx} < \left| \frac{\sigma (\text{Im} Z_x) / \text{tg } \delta_0 - (\text{tg } \delta_{01} - \text{tg } \delta_1)}{\tau_3} \right|. \quad (26)$$

Для схем № 2, 3, 5, 6, 8, 9 — частотный диапазон шире, так как тангенс угла потерь конденсаторов в широком диапазоне частот постоянен и мал. В этом отношении эти схемы близки к резонансным и Т-образным мостам.

Задав значения  $\tau_{01} = 10^{-9}$  сек,  $\text{tg } \delta_c = \text{tg } \delta_{i, (0i)} = 5 \cdot 10^{-5}$ ,  $\text{tg } \delta_0 = 10^{-2}$ ,  $\omega = 10^7$  рад/сек, из выражения (17) при  $a \rightarrow 0$  с учетом данных табл. 2, получим  $\sigma (\text{Re}Z_x) \approx 200\%$  для частотонезависимых схем № 12, 15, 18 и  $\sigma (\text{Re}Z_x) \approx (0,5 + 1,5)\%$  для схем № 2, 3, 5, 6, 8, 9. Это верно и для резонансных и Т-образных мостов, в чем и состоит их основное преимущество по сравнению с частотонезависимыми мостами. Так, для схемы моста Максвелла—Вина (рис. 3 и табл. 2), одной из наиболее

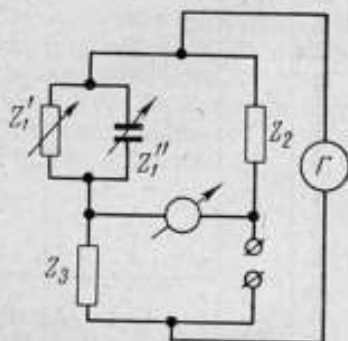


Рис. 3. Схема моста Максвелла—Вина.

Составляющие погрешностей, обусловленные остаточными параметрами элементов схем табл. 1

Номер схемы	$\alpha$	$\beta$	Номер схемы	$\epsilon$	$\delta$
1 2 3	$\operatorname{tg} \delta_1 \operatorname{tg} \delta_2 -$ $-\omega \tau_{01} (\operatorname{tg} \delta_2 - \operatorname{tg} \delta_1)$	$\omega \tau_{01} + \operatorname{tg} \delta_2 - \operatorname{tg} \delta_1$	1 4 7	$\omega^2 \tau_{02} \tau_{12} - \omega (\tau_{02} - \tau_{12}) \operatorname{tg} \delta_2$	$\operatorname{tg} \delta_1 - \omega (\tau_{12} - \tau_{02})$
4 5 6 7 8 9	$\omega \tau_{11} (\operatorname{tg} \delta_{01} + \operatorname{tg} \delta_2) -$ $-\operatorname{tg} \delta_{01} \operatorname{tg} \delta_2$	$\operatorname{tg} \delta_{01} + \operatorname{tg} \delta_2 - \omega \tau_{11}$	2 6 3 8 5 9	$\operatorname{tg} \delta_2 \operatorname{tg} \delta_3 -$ $-\operatorname{tg} \delta_{02} (\operatorname{tg} \delta_3 - \operatorname{tg} \delta_2)$	$\operatorname{tg} \delta_3 + \operatorname{tg} \delta_{02} - \operatorname{tg} \delta_2$
10 11 12 13 14 15	$\operatorname{tg} \delta_1 \operatorname{tg} \delta_{01} -$ $-\omega \tau_{13} (\operatorname{tg} \delta_{01} - \operatorname{tg} \delta_1)$	$\operatorname{tg} \delta_{01} + \omega \tau_{13} - \operatorname{tg} \delta_1$	10 14 11 16 13 17	$\omega^2 \tau_{12} \tau_{13} - \omega (\tau_{13} - \tau_{12}) \operatorname{tg} \delta_{02}$	$\operatorname{tg} \delta_{02} - \omega (\tau_{12} - \tau_{13})$
16 17 18	$\omega^2 \tau_{01} \tau_{11} - \omega^2 \tau_{12} (\tau_{01} - \tau_{11})$	$\omega \tau_{01} + \omega \tau_{12} - \omega \tau_{11}$	12 15 18	$\omega (\tau_{13} + \tau_{02}) \operatorname{tg} \delta_2 -$ $-\omega^2 \tau_{02} \tau_{13}$	$\operatorname{tg} \delta_2 - \omega (\tau_{13} + \tau_{02})$
Мост Максвел- ла-Вина	$\omega^2 \tau_{11} \tau_{12} + \omega^2 \tau_{11} \tau_{13} - \omega^2 \tau_{12} \tau_{13}$	$\omega \tau_{12} + \omega \tau_{13} - \omega \tau_{11} +$ $+ \omega^2 \tau_{11} \tau_{12} \tau_{13}$	Мост Максвел- ла-Вина	$\omega \tau_{12} \operatorname{tg} \delta_1'' + \omega \tau_{13} \operatorname{tg} \delta_1'' -$ $-\omega^2 \tau_{12} \tau_{13}$	$\operatorname{tg} \delta_1'' - \omega (\tau_{13} + \tau_{12}) -$ $-\omega^2 \tau_{12} \tau_{13} \operatorname{tg} \delta_1''$



распространенных мостовых схем для измерения сопротивлений и индуктивностей в диапазоне частот до 100 кГц, также справедливы обобщенные уравнения равновесия (15) и (16). В табл. 2 приведены полные выражения  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  для данного моста.

Относительные погрешности в определении активной и реактивной составляющих  $\sigma(\operatorname{Re} Z_x)$  и  $\sigma(\operatorname{Im} Z_x)$  можно определить из (17) и (18) при  $a \rightarrow 0$ ,  $c \rightarrow 0$ .

Задавшись значениями:  $\tau_1 = 10^{-9}$  сек,  $\operatorname{tg} \delta_{c1} = 5 \cdot 10^{-2}$ ,  $\operatorname{tg} \delta_0 = 10^{-2}$ , получим, что для схемы моста Максвелла—Вина при частоте  $\omega = 10^7$  рад/сек

$$\sigma(\operatorname{Re} Z_x) = 200\%; \quad \sigma(\operatorname{Im} Z_x) = 0,01\%.$$

Следовательно, хотя мост Максвелла—Вина легче в эксплуатации, однако он имеет большие погрешности определения активной составляющей  $Z_x$  за счет квадратурных составляющих элементов схемы.

Частотный диапазон, в котором составляющая  $\operatorname{Re} Z_x$  может быть определена с погрешностью, например, не выше 1%, рассчитывается из соотношения (члены, дающие погрешности менее 0,1%, опущены):

$$\omega_{гр. R_x} < \frac{\sigma(\operatorname{Re} Z_x) \operatorname{tg} \delta_0}{\tau_2 + \tau_3}. \quad (27)$$

Подставив числовые значения, получим

$$\omega_{гр. R_x} < \frac{0,01 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^{-9}} = 50 \text{ кГц},$$

т. е. частотный диапазон значительно уже, чем для резонансных мостов. При работе на частоте 100 кГц (на этой частоте обычно используются данные мосты, например, при испытании ферритов)

$$\sigma(\operatorname{Re} Z_x) = 2\%; \quad \sigma(\operatorname{Im} Z_x) = 0,001\%.$$

В качестве положительного в мостах табл. 1 следует отметить еще тот факт, что в них можно производить независимую компенсацию фазовых погрешностей элементов, так как, например (табл. 2), для схем № 12, 15, 18  $\tau_{02}$  входит только в  $b$ , а  $\tau_{01}$  — только в выражение  $d$ . Поэтому, меняя фазовый угол элемента  $Z_{02}$ , можно воздействовать только на величину  $\sigma(\operatorname{Re} Z_x)$ , не изменяя  $\sigma(\operatorname{Im} Z_x)$ ; меняя фазовый угол элемента  $Z_{01}$ , можно варьировать лишь  $\sigma(\operatorname{Im} Z_x)$ .

Такую компенсацию можно производить одновременной регулировкой фазового угла двух элементов моста, входящих в контур уравнивания активной составляющей, и двух элементов моста, входящих в контур реактивной составляющей.

В отличие от рассмотренных схем для четырехплечих мостов независимую компенсацию фазовых погрешностей элементов можно производить изменением фазового угла лишь одного элемента.

Корректировка действия остаточных параметров элементов моста обычно связана с большими трудностями. Действительно, поскольку погрешность определения остаточных параметров  $\xi_i$  образцовых элементов — порядка  $\pm 2\xi_i$ , значения  $b$  и  $d$  не могут быть определены с большей точностью, которая для реальных цепей оказывается ниже из-за изменений частоты, главных значений регулируемых элементов, действия соединительных проводников и пр. По этой причине погрешность определения остаточного параметра измеряемого полного сопротивления, устанавливаемая соотношением (22), вытекающим из обобщенных уравнений (15) и (16), справедливых для четырехплечих, Т-образных и других схем, приводимым к упомянутым, является минимально достижимой и ее следует

рассматривать как принципиальное ограничение, накладываемое на точность измерительных цепей уравновешивания, предназначенных для измерения параметрических величин комплексного характера.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Kigke H. L. Радиочастотные мосты. «J. of IEE», 1945, v. 92, № 17, p. 3.
2. Викулов А. П., Ямницкий Э. Л., Фокин М. М. и Ларионов Л. В. К методике контроля качества ферритовых кольцевых сердечников. «Заводская лаборатория», 1965, № 4.
3. Rasmussen A. L., Powell R. C. Низкоимпедансный мост Максвелла для измерений тороидов из магнитных материалов в диапазоне от 1 до 100 кГц. «Proceeding of the IRE», 1962, v. 50, № 12.
4. Грицькив Р. Д. О записи мостовых схем. «Доклады Львовского политехнического института», т. 2, вып. 2, Львов, 1958.
5. Викулов А. П., Ларионов Л. В. Авторское свидетельство № 154603 с приоритетом от 18.04.62.

Поступила в редакцию  
29/XI 1966 г.

**НОВЫЙ МЕТОД И АППАРАТУРА  
ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ (ТОКОВ),  
ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ В ДИАПАЗОНЕ 0,001—1000 гц**

Во многих областях современной техники применяют приборы, измеряющие основные электрические величины при инфранизких частотах. В настоящее время промышленность выпускает для этой цели генераторы, вольтметры, амперметры, ваттметры, частотомеры и фазометры с диапазоном частот 0,001—20 гц. Одним из основных элементов большинства измерительных установок для поверки этих приборов является источник электрических колебаний.

В настоящей работе рассматриваются новый метод и аппаратура для воспроизведения двух синусоидальных напряжений (токов), амплитудные значения и временные параметры которых точно известны. При разработке этого метода было предусмотрено:

- 1) отсутствие постоянной составляющей в спектре выходных напряжений;
- 2) получение коэффициента нелинейных искажений (к. н. и.) меньше 0,5%;
- 3) плавное изменение напряжений по величине и фазе;
- 4) уменьшение нестабильности частоты выходных напряжений до  $1-2 \cdot 10^{-7}$  в диапазоне 0,001—1000 гц;
- 5) установление фазовых соотношений с погрешностью не более 0,1—0,2° в пределах 0÷360°.

При конструировании измерительной установки пришлось отказаться от использования электронных ламп. Применение полупроводниковых приборов позволило значительно уменьшить габариты и вес большинства блоков установки, повысить ее надежность и существенно упростить источники питания.

**Метод и структурная схема установки**

Анализ методов генерирования электрических колебаний с частотами ниже 1 гц показал, что для получения двух напряжений (токов), временные параметры которых точно известны, можно использовать принцип биений. Особенностью разработанного метода является применение двойного преобразования частоты в двухканальной системе. Первое преобразование обеспечивает получение с помощью делителей частоты напряжений с точно известными фазовыми соотношениями. Напряжения на входы делителей поступают с временных модуляторов (круговых фазовращателей). Второе преобразование осуществляется путем биений сигналов с выходов делителей частоты и сигналов плавного гетеродина. В результате высокая

частота выходных сигналов делителей трансформируется в практически плавный диапазон частот 0,001—999,999 гц с сохранением временных соотношений.

Рассмотрим функциональную связь основных узлов установки (рис. 1), обеспечивающих перестройку частоты выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  в диапазоне 0,001—999,999 гц. Напряжение частотой 9 Мгц поступает от кварцевого генератора КГ на делители частоты ДЧ<sub>1</sub> и ДЧ<sub>2</sub>. Первый делитель делит частоту исходного сигнала на 10, а второй — на 9. Напряжение частотой 900 кгц с выхода ДЧ<sub>1</sub> поступает на основной фазовращатель ОФ (с пределами 0—360°) и фазовращатель установки нулевого фазового сдвига ФУН. Синхронизация гетеродина ПГ с плавной перестройкой частоты и триггера Шмитта ТШ<sub>1</sub>, формирующего сигнал прямоугольной формы, осуществляется выходным напряжением делителя частоты ДЧ<sub>2</sub>.

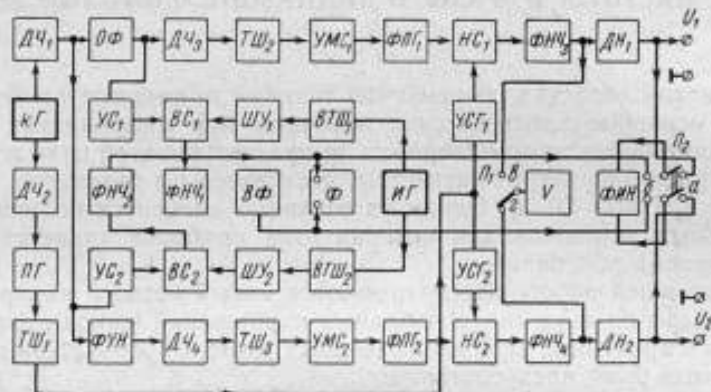


Рис. 1. Структурная схема установки для воспроизведения электрических величин при инфранизких частотах.

С фазовращателями ОФ и ФУН напряжения частотой 900 кгц подаются на делители частоты ДЧ<sub>3</sub> и ДЧ<sub>4</sub> (коэффициенты деления равны 30), выходные напряжения которых формируются триггерами Шмитта ТШ<sub>2</sub> и ТШ<sub>3</sub> в сигналы строго прямоугольной формы и поступают на усилители мощности УМС<sub>1</sub> и УМС<sub>2</sub>. Для выделения первых гармоник на выходе усилителей мощности предусмотрены фильтры ФПГ<sub>1</sub> и ФПГ<sub>2</sub>. Напряжения синусоидальной формы частотой  $f_c = 30$  кгц с фильтров первых гармоник ФПГ<sub>1</sub> и ФПГ<sub>2</sub> подаются на низкочастотные смесители НС<sub>1</sub> и НС<sub>2</sub>, на другие входы которых поступают сигналы прямоугольной формы с усилителей сигнала плавного гетеродина УСГ<sub>1</sub> и УСГ<sub>2</sub>. Частота плавного гетеродина  $f_{гр}$  перестраивается в пределах 30,000001÷30,999999 кгц. В результате биений двух близких по частоте сигналов на выходе смесителей появляются две составляющие  $f_{гр} \pm f_c$ . Фильтрация полезной составляющей, частота которой может быть изменена в пределах 0,001÷1000 гц, осуществляется фильтрами нижних частот ФНЧ<sub>3</sub> и ФНЧ<sub>4</sub>.

Изменение уровней выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  производится делителями напряжения ДН<sub>1</sub> и ДН<sub>2</sub> с пределами 0÷100 дб. Для контроля напряжений, поступающих на делители, предусмотрен вольтметр V. Сдвиг фаз напряжений  $U_1$  и  $U_2$  в пределах 0—360° осуществляется основным фазовращателем индукционного типа (погрешность 2°) с двумя шкалами — с ценой деления 0,1 и 12°. Каждому обороту ротора фазовращателя соответствует приращение фазы напряжения  $U_1$  на 12°. Снижение погрешности приращений фазы напряжения  $U_1$  до 0,1° обеспечивается делением частоты



(фазы) выходного сигнала фазовращателя на 30. Исходный (нулевой) фазовый сдвиг между  $U_1$  и  $U_2$  устанавливается фазовращателем установки нуля  $\Phi УН$  и по фазовому индикатору нуля  $\Phi ИН$  при переводе переключателя  $\Pi_2$  в положение  $a-a$ .

В установке предусмотрена возможность отсчета малых (в пределах  $0,005-0,1^\circ$ ) приращений фазы напряжения  $U_1$ , а также контроль фазовых соотношений напряжений  $ОФ$ . Измерение производится с помощью фазоизмерительной цепи с преобразованием частоты. Для этого напряжения с входа и выхода  $ОФ$  подводятся к усилителям сигналов переменной и постоянной фаз  $УС_1$  и  $УС_2$ , работающим на высокочастотные смесители  $ВС_1$  и  $ВС_2$ . На другие входы смесителей подают сигналы прямоугольной формы с широкополосных усилителей  $ШУ_1$  и  $ШУ_2$ , куда они поступают с высокочастотных триггеров Шмитта  $ВТШ_1$  и  $ВТШ_2$ , синхронизированных напряжением измерительного гетеродина  $ИГ$ . Частота последнего выбрана на 20 кГц выше частоты сигналов основного фазовращателя. На выходах  $ВС_1$  и  $ВС_2$  включены фильтры нижних частот  $\Phi НЧ_1$  и  $\Phi НЧ_2$ , выделяющие сигналы с частотой 20 кГц. С выхода  $\Phi НЧ_1$  напряжение синусоидальной формы поступает на вспомогательный фазовращатель  $ВФ$  и далее на вход фазометра  $\Phi$ , на другой вход которого поступает сигнал с выхода  $\Phi НЧ_2$ .

Примененный в установке фазометр типа Ф2-1 имеет шкалу с пределами  $0-25^\circ$  и позволяет контролировать весьма малые приращения сдвига фаз выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Значения сдвигов, установленных по фазометру, соответствуют фазовым сдвигам напряжений  $U_1$  и  $U_2$ , уменьшенным в 30 раз.

#### Принцип действия основных узлов установки

Стабильность частоты выходных напряжений установки определяется стабильностью частоты сигналов, поступающих на низкочастотные смесители. Эти сигналы получаются от одного генератора, частота колебаний которого стабилизирована кварцевым резонатором на 9 МГц. Для снижения нестабильности частоты до  $(1+2) \cdot 10^{-7}$  кварцевый резонатор помещен в термостат, где поддерживается температура  $65^\circ \text{C}$  с погрешностью 0,05 град.

В схеме плавного гетеродина  $ПГ$  все элементы должны быть по возможности просты и идентичны и перестройка фильтров и контуров при изменении частоты — исключена и для перекрытия диапазона частот 0,001—999,999 Гц с дискретностью 0,001 Гц частота должна изменяться в пределах  $30,000001+30,999999$  кГц. Синхронизация  $ПГ$  должна осуществляться сигналом с частотой 1 МГц.

Анализ различных способов автоматической подстройки частоты генераторов [1, 2] показал, что они не обеспечивают всех требований, предъявленных к гетеродину с плавной перестройкой частоты. Исходя из того, что при преобразовании частоты путем ее деления или умножения стабильность ухудшается, но не более чем на порядок, в качестве плавного гетеродина в установке использован декадный преобразователь частоты. Коэффициент преобразования частоты составляет  $k_n = f_n/f_s = 10^6$ , где  $f_s = 10^8$  Гц и  $f_n = 10^{-2}$  Гц. Полное перекрытие по частоте в каждой декаде  $\Delta F = 0,1 \cdot k_n = 10^5$  Гц = 100 кГц.

Для ограничения спектра частот сигналов на выходах декад и исключения перестраиваемых фильтров необходимо стремиться к небольшим значениям  $k_n$  в каждой декаде. Поэтому при составлении схемы преобразователя частоты значение относительного перекрытия по частоте в каждой декаде было выбрано  $\Delta F/F_{ср} = 0,0364$ , откуда  $F_{ср} = 2745$  кГц. С другой

стороны, среднюю частоту определяют из выражения  $F_{cp} = 1/2 (F_{max} + F_{min})$ . Если принять, что  $F_{min} = 2700$  кГц, то  $F_{max} = 2790$  кГц.

Для получения сигналов на выходе  $U_{гр}$  плавного гетеродина ПГ с частотами 30—30,99999 кГц необходимо, чтобы частоты сигналов на выходах всех шести декад были примерно равны дополняющей частоте  $f_{доп}$  сигнала, поступающего на первую декаду. Таким образом, частоты выходных сигналов декад не должны выходить за пределы  $f_{доп} \pm 1/60 f_{доп}$ . При этом контуры можно не перестраивать.

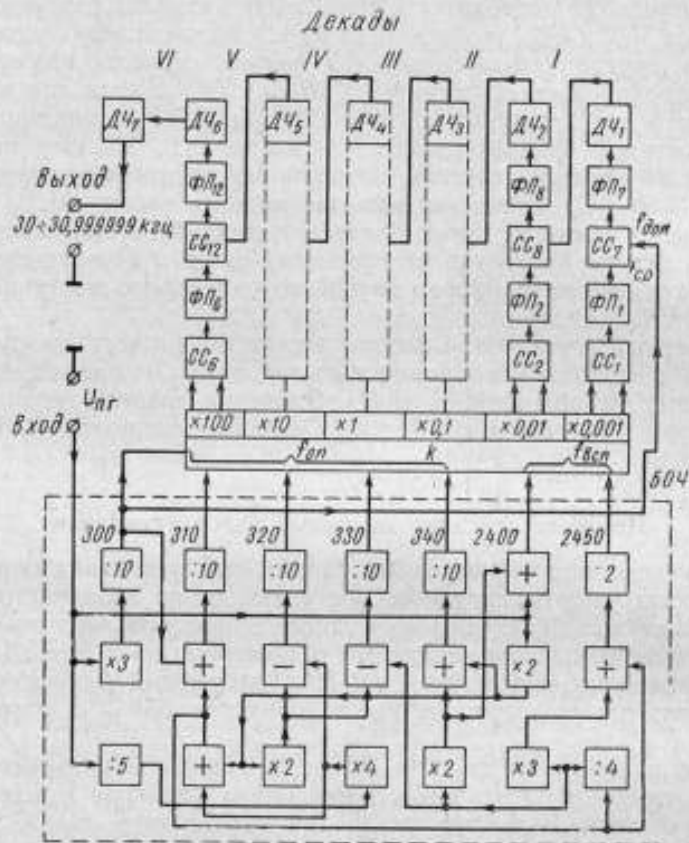


Рис. 2. Блок-схема гетеродина с плавной перестройкой частоты.

Согласно формуле  $0,1 (F_{min} + f_{доп}) = f_{доп}$  значение дополняющей частоты для первой декады будет 300 кГц. Следовательно, на вход делителя частоты первой декады поступают сигналы с частотами 3000—3090 кГц. Чтобы получить шаг через 10 кГц, необходимо на смеситель декады подавать сигналы с частотами 2700—2790 кГц с дискретностью 10 кГц.

Синхронизирующий сигнал  $U_{гр}$  гетеродина ПГ частотой 1000 кГц поступает на вход блока опорных частот БОЧ (рис. 2). Путем взаимно-перекрестного деления, умножения, вычитания и сложения в этом блоке формируются пять опорных сигналов с частотами  $f_{оп} = 300 \div 340$  кГц и два вспомогательных — с частотами  $f_{всп}$ , равными 2400 и 2450 кГц. Эти сигналы затем поступают на коммутатор К.

Процесс дальнейшего дробления частот, например в первой декаде, происходит следующим образом. К суммирующему смесителю  $CC_1$  при одном из вспомогательных сигналов, например с частотой  $f_{всп} = 2400$  кГц,

могут быть подведены пять опорных сигналов (300, 310, 320, 330 и 340 кГц). Расширение спектра частот сигналов на выходе смесителя  $CC_1$  обеспечивается подведением к нему второго вспомогательного сигнала с частотой  $f_{всп} = 2450$  кГц при тех же опорных сигналах. На выходе фильтра  $\Phi\Pi_1$  получают напряжения с частотами 2700—2790 кГц, которые подводятся к входу суммирующего смесителя  $CC_7$ . К другому входу смесителя из блока опорных частот поступает сигнал с дополняющей частотой  $f_{доп} = 300$  кГц. На выходе смесителя  $CC_7$  включен фильтр на полосу частот  $\Phi\Pi_7$ , 3000—3090 кГц. Для обеспечения полосы частот 300—309 кГц с дискретностью 1 кГц на выходе фильтра применен декадный делитель частоты  $ДЧ_1$ . Отличие декады  $II-VI$  от первой заключается лишь в том, что дополняющими сигналами являются выходные напряжения предыдущих декад. Выходные сигналы гетеродина  $ПГ$  в диапазоне частот 30—30,999999 кГц получают с помощью делителя частоты  $ДЧ_7$ .

Взаимодействие всех элементов достаточно сложной схемы гетеродина обеспечивается электронным коммутатором. Его применение обусловлено тем, что на высоких частотах при использовании механических переключателей неизбежно взаимное влияние коммутируемых сигналов через соседние группы контактов. Принципиальная схема одного из электронных ключей коммутатора показана на рис. 3.

В состоянии «ключ закрыт» (цепь «вход — выход» разомкнута) от переключателя, выведенного на переднюю панель блока, положительное напряжение 2 в не подается. При этом диоды  $Д_1$  и  $Д_3$  закрыты отрицательным напряжением -2 в, а диод  $Д_2$  — открыт и сигнал на выходе отсутствует. В состоянии «ключ открыт» с выхода переключателя подается положительное напряжение 2 в, ввиду чего на конденсаторах фильтра  $C_1$  и  $C_2$  напряжение становится положительным. Диоды  $Д_1$  и  $Д_3$  открываются, а  $Д_2$  закрывается, что обеспечивает соединение выхода со входом и тем самым прохождение сигнала. Для осуществления всех функциональных переключений в электронном коммутаторе применено 42 ключа, выполненных на диодах и дросселях с индуктивностью 2 мГн. Работой ключей управляют с помощью шести двухплатных декадных переключателей.

Анализ схем преобразования частоты показал, что для получения сигналов на выходе установки без постоянной составляющей могут быть использованы кольцевые смесители. Для оптимального режима работы смесителя необходимо подвести к одному из входов напряжение в 6—10 раз большее, чем к другому. Практически при преобразуемом сигнале, равном 0,6 в, и переключающем 6 в напряжении полезной составляющей на выходе кольцевого смесителя оказалось равным 300 мв.

Получение напряжения порядка 1—3 в на выходе фильтра привело к значительным нелинейным искажениям сигнала (к. н. и. больше 4%). Если учесть, что напряжение с выхода фильтра кольцевого смесителя поступает на делители напряжения с характеристическим сопротивлением 600 ом, то для получения выходного напряжения порядка 30 в необходимо подвести на входы смесителя напряжения 60 и 600 в. Затрачиваемая при этом мощность будет равна соответственно 6 и 600 вт.

Получение выходного напряжения 20—30 в с к. н. и., меньшим 0,5%, при сравнительно небольших затратах мощности обеспечивается

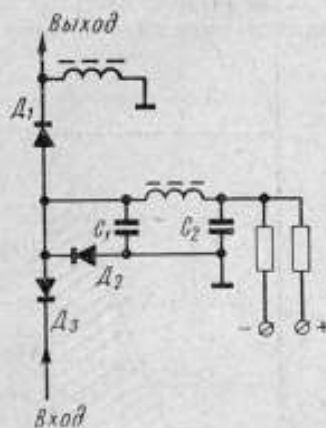


Рис. 3. Принципиальная схема электронного ключа.



применением в качестве смесителя демодулятора с кремниевыми стабилитронами\*. Выходное напряжение такого демодулятора определяется выражением

$$U_d = \frac{2U_m}{\pi} \left[ \cos(\Omega + \omega)t + \cos(\Omega - \omega)t - \frac{1}{3} \cos(3\Omega + \omega)t - \frac{1}{3} \cos(3\Omega - \omega)t + \frac{1}{5} \cos(5\Omega + \omega)t + \frac{1}{5} \cos(5\Omega - \omega)t - \dots \right],$$

где  $U_m$  — амплитуда синусоидального напряжения с угловой частотой  $\omega$ ;  
 $\Omega$  — частота сигнала прямоугольной формы, поступающего на другой вход демодулятора.

На выходе фильтра типа  $k$ , настроенного на частоту  $\Omega - \omega$ , получается напряжение инфранизкой частоты

$$U_{\text{вых}} = k_{U_d} U_m \cos(\Omega - \omega)t, \quad (1)$$

где  $k_{U_d} = 2/\pi$  — коэффициент передачи демодулятора по напряжению.

Применение стабилитронов с диодами позволяет использовать для преобразования их суммарную характеристику, имеющую участок, равный порогу стабилизации стабилитрона. При работе на этом участке не происходит потребления тока.

На рис. 4 приведены сравнительные характеристики плеча смесителя, составленного из диодов со стабилитронами и без них. Заштрихованные площади соответствуют потребляемой от усилителей мощности в демодуляторе со стабилитронами 1 и в обычном смесителе 2. Наибольший коэффициент передачи демодулятора и наименьшие искажения в нем, как указывает В. И. Турченко, будут в том случае, когда коммутирующее напряжение имеет строго прямоугольную форму (меандр). При этом соответствующие плечи демодулятора со стабилитронами оказываются либо открытыми, либо закрытыми в течение всего полупериода коммутирующего напряжения. Это исключает уход рабочей точки, выбранной на суммарной характеристике.

Принципиальная схема преобразования частоты одного из каналов установки показана на рис. 5. Для получения на выходе напряжения  $U_{\text{вых}} = 25$  в необходимо, как следует из выражения (1), подвести к демодулятору синусоидальное напряжение с амплитудой 54 в (напряжение сигнала фиксированной частоты). Ввиду того, что  $U_{\text{ст}} > U_m$ , в демодуляторе применены стабилитроны с параметрами ( $U_{\text{ст}} = 56$  в,  $I_{\text{д ст}} = 90$  ма).

Мощность импульсного усилителя сигнала гетеродина  $T_4 - T_7$  определяется напряжением стабилизации стабилитрона и током, протекающим

\* Турченко В. И. Кольцевой демодулятор. Авторское свидетельство № 136418, «Бюллетень изобретений», 1961, № 5.

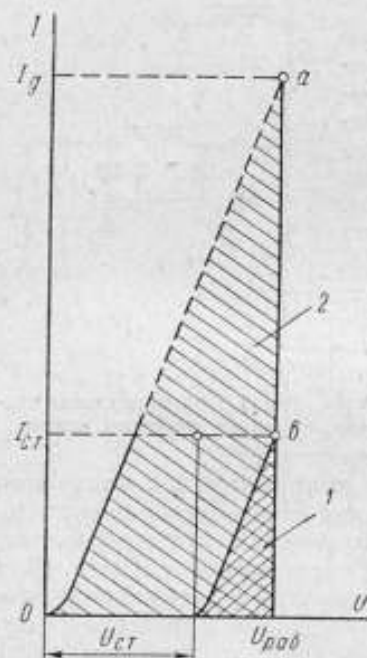


Рис. 4. Характеристики смесителя на диодах и демодулятора со стабилитронами.

$I_{\text{ст}}$ ,  $U_{\text{ст}}$  — ток и напряжение стабилизации стабилитрона;  $I_{\text{д}}$  — необходимый ток диода;  $a, b$  — рабочие точки смесителя и демодулятора.



через открытую ветвь демодулятора во время действия импульса. Значение тока определяется неравенством

$$I_c/2 + I_{ст. мин} < I_{пр} < I_{з. ст.} \quad (2)$$

где  $I_{пр}$  — ток коммутирующего сигнала гетеродина, протекающий через открытое плечо моста;

$I_{ст. мин}$  — минимальный ток стабилизации, равный 5 ма;

$I_c$  — суммарный ток в открытой ветви моста.

Расчет суммарного тока достаточно трудоемкий, так как необходимо учитывать все его гармонические составляющие. Поэтому он был определен экспериментально и составил 155 ма.

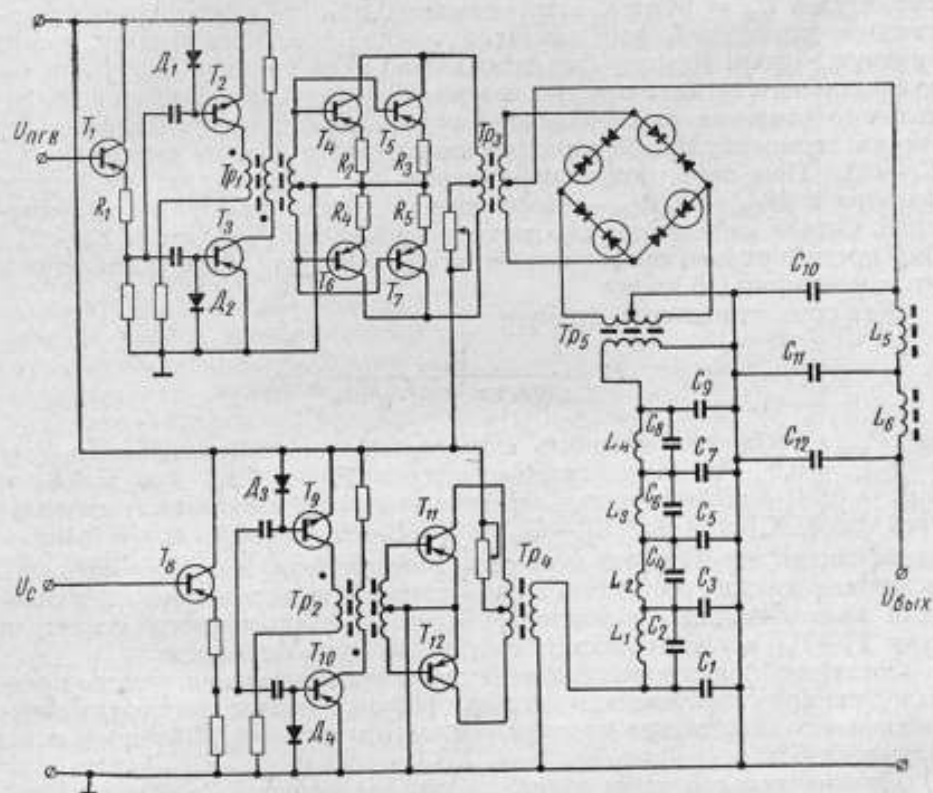


Рис. 5. Принципиальная схема инфранизкочастотного преобразователя частоты.

Выходную мощность импульсного усилителя гетеродина ( $T_4 - T_7$ ) можно определить из соотношения

$$P_{пр} = \frac{2U_{ст}I_{пр}}{\eta_{Tr_3}}, \quad (3)$$

где  $\eta_{Tr_3} = 0,85$  — к. п. д. трансформатора  $Tr_3$ .

Из выражений (2) и (3) следует, что усилитель должен развивать мощность, равную 10,6 вт. Учитывая также, что длительность фронтов импульсов напряжения должна быть не более 0,3—0,5 мксек, выходные каскады усилителей выполнены на мощных высокочастотных конверсионных транзисторах  $T_4 - T_7$ . Для обеспечения высокой надежности работы двухтактных усилителей в каждое из их плеч включено по два

транзистора. Трансформаторы  $Tp_1—Tp_5$  в усилителях выполнены на ферритовых кольцах. Резисторы  $R_2—R_5$  с сопротивлением 0,2 ом симметрируют токовые цепи усилителя.

Предварительный усилитель тока, работающий на базе транзисторов, выполнен по схеме с общим эмиттером на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ . Диоды  $D_1—D_4$  необходимы для запираания транзисторов  $T_2$  и  $T_3$  и защиты базэмиттерных переходов в момент действия импульса противоположной полярности. Входным каскадом усилителя служит эмиттерный повторитель  $T_1$  с ограничивающим резистором  $R_1$ , который необходим для уменьшения времени «затягивания» задних фронтов импульсов.

Получение синусоидального напряжения с фиксированной частотой, амплитудой  $U_m = 54$  в и к. н. н., меньшим 0,5%, при использовании двухтактных усилителей, работающих в режиме «В», представляет весьма трудную задачу. Поэтому был использован иной принцип получения синусоидального сигнала с малым содержанием гармоник. После предварительного усиления из сигнала прямоугольной формы отфильтровывали первую гармонику ( $f_c = 30$  кГц) с помощью фильтра нижних частот ( $L_1—L_4$ ,  $C_1—C_6$ ). При этом получили выигрыш по напряжению на выходе фильтра в  $4k_{U\phi}$  раз ( $k_{U\phi}$  — коэффициент передачи фильтра по напряжению). Сигнал напряжения  $U_c$ , поступающий на вход усилителя  $T_8—T_{12}$ , был предварительно сформирован триггером Шмитта в импульсы прямоугольной формы (16 мксек).

Как показал расчет по формуле

$$P_c = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{Tp_4} \eta_{Tp_5} k_{P\Phi_1} k_{P\Phi_2}},$$

где  $P_{\text{вых}}$  — выходная мощность сигнала инфранизкой частоты;  $\eta_{Tp_4} = \eta_{Tp_5} = 0,9$  — к. п. д. трансформаторов  $Tp_4$  и  $Tp_5$ ;  $k_{P\Phi_1} = 0,81$  и  $k_{P\Phi_2} = 0,74$  — коэффициенты передачи мощности низкочастотных фильтров типов К ( $L_5$  и  $L_6$ ,  $C_{10}—C_{12}$ ) и м ( $L_1—L_4$ ,  $C_1—C_6$ );  $k_{P_d} = 0,405$  — коэффициент передачи по мощности демодулятора, выходная мощность усилителя должна составлять 5 вт. Поэтому в выходном каскаде усилителя включены два транзистора. Схема предварительного усилителя тока  $T_8—T_{10}$  аналогична схеме усилителя тока гетеродина.

Экспериментальное исследование схемы преобразования частоты показало, что при сопротивлении нагрузки 600 ом и больше амплитуда синусоидального напряжения инфранизкой частоты составляет 34 в при к. н. н., равном 0,45%.

Принципиальная схема одного из каналов измерительной части установки приведена на рис. 6. Основными ее элементами являются: кольцевой демодулятор на стабилитронах и диодах ( $D_1—D_6$ ), широкополосный усилитель  $T_3$  с формирующим устройством  $T_1$  и  $T_2$ , усилитель  $T_4$  и  $T_5$  на 900 кГц, фазовращатель, выходной усилитель  $T_6—T_8$  и фильтр нижних частот ( $L_1$  и  $L_2$ ,  $C_1—C_3$ ) с характеристическим сопротивлением 600 ом. Чтобы на выходе демодулятора получать синусоидальные колебания с частотой  $f = 20$  кГц и к. н. н., меньшим 0,5%, с выхода широкополосного усилителя должны поступать импульсы прямоугольной формы (меандр) с фронтами не более 0,02 мксек.

Анализ схем формирующих устройств показал, что импульсы с такой малой деятельностью фронтов при частоте повторения 900 кГц можно получить лишь при использовании современных сверхвысокочастотных транзисторов и туннельных диодов. Лучшие результаты дало применение диодов; схема формирующего устройства в этом случае оказалась достаточно простой и надежной.

Рассмотрим два режима работы туннельного диода в схеме потенциального триггера. На рис. 7 показаны два режима работы триггера на туннельном диоде: режим переключения напряжения (рис. 7, а) и переключения тока (рис. 7, б). В первом режиме сопротивление нагрузки  $R_2$  (см. также рис. 6) значительно больше значения отрицательного сопротивления  $R_N$ . Этот режим характерен низкой чувствительностью к входному напряжению, большим перепадом напряжения  $\Delta u_1 \approx \Delta U_1$  и малым перепадом тока. Режиму переключения тока свойственны малый перепад потенциала  $\Delta u_1 < \Delta U_1$ , высокая чувствительность по входному напряжению и большой перепад тока  $\Delta i \approx \Delta I$ . Для обеспечения надежной работы транзистора  $T_3$  в ключевом режиме необходимо подавать на базозмиттерный переход напряжение порядка 1 в. Поэтому был выбран туннельный диод ТД, работающий в режиме переключения напряжения. Напряжение смещения ТД определяли по формуле

$$U_{см} = U_n - \beta \frac{R_2}{R_1} U_d,$$

где  $U_n$  — напряжение питания;

$\beta = 100$  — коэффициент усиления по току транзистора  $T_2$ ;

$U_{д1} = 90$  мв — напряжение на диоде  $D_1$ ;

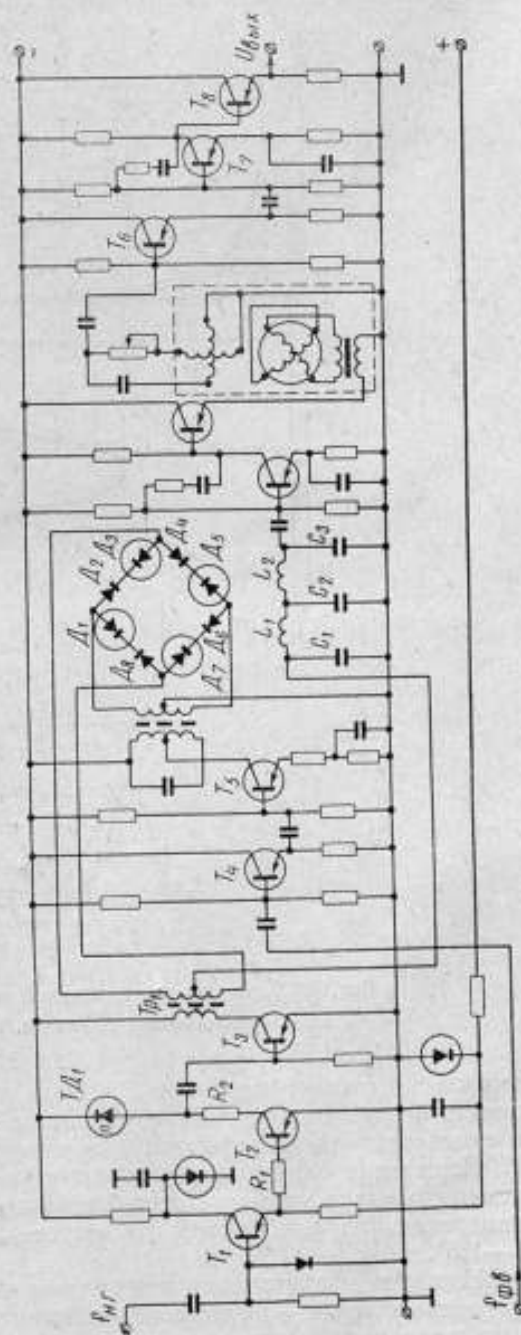
$R_5 = 1$  ком — сопротивление нагрузки ТД;

$R_3 = 1$  ком — базовый резистор, обеспечивающий работу транзистора  $T_2$  без насыщения.

Чувствительность к входному напряжению можно представить в виде

$$U_{вх\ мин} = \frac{R_1(I_1 - I_2)(R_2 - |R_N|)}{2\beta R_2} + U_{б0T1}.$$

Рис. 6. Принципиальная схема фазомерительной части установки.





Здесь  $I_1$  и  $I_2$  — максимальный и минимальный токи туннельного диода;  
 $U_{бэТ_1}$  — напряжение базэмиттерного перехода транзистора  $T_1$ .

При применении туннельного диода и резисторов  $R_1 = R_2 = 1 \text{ ком}$  минимальный входной сигнал на базе транзистора  $T_1$  равен  $0,3 \text{ в}$ . Для получения к. н. и. меньше  $0,5\%$  и максимального коэффициента передачи демодулятора длительность фронтов прямоугольного импульса на выходе

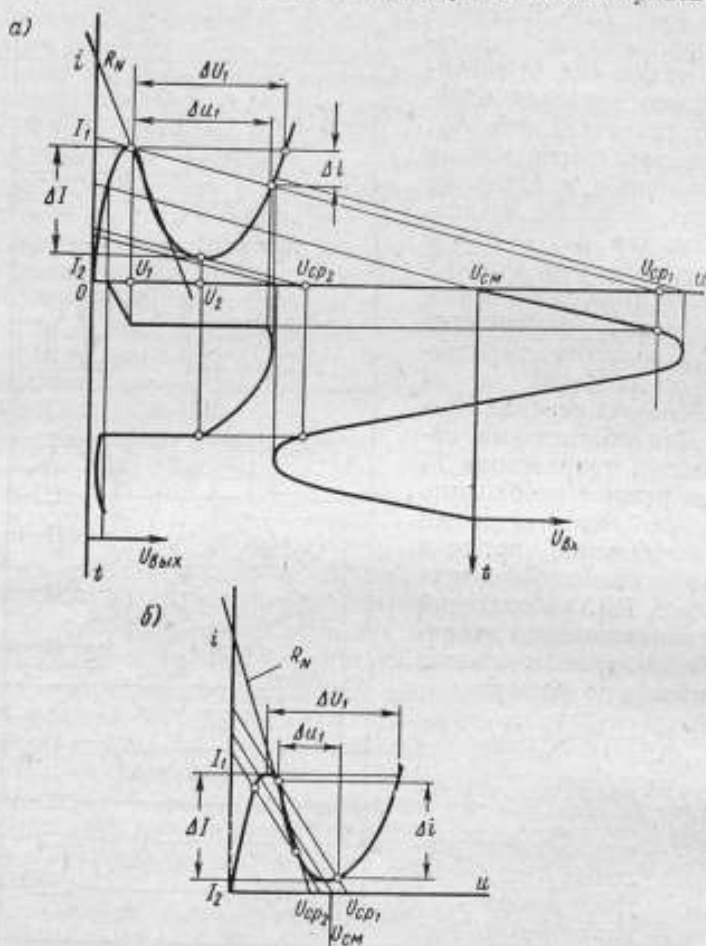


Рис. 7. Характеристики режимов работы туннельного диода:  
 а — переключение напряжения, б — переключение тока.

импульсного трансформатора  $Tr_1$  была выбрана  $25-30 \text{ нсек}$ . Чтобы обеспечить неискаженную передачу фронтов и получение мощности  $170 \text{ мвт}$ , в схеме применены диффузионные высокочастотные транзисторы.

Испытания блока преобразования частоты измерительной части установки показали, что при использовании фазометра Ф2-1 обеспечивается измерение фазовых сдвигов на частоте  $20 \text{ кгц}$  с погрешностью не более  $1-1,5^\circ$ .

Наиболее скоростными делителями частоты являются цепи, основным элементом которых — двухстабильный триггер. Опыт разработки делителей частоты с применением электронных ламп и транзисторов показал, что



их использование приводит к значительному усложнению схемы, конструкции и источников питания.

В данной установке были использованы пересчетные цепи на туннельных диодах. Принципиальная схема одного из декадных делителей частоты приведена на рис. 8.

Пересчетная декада выполнена по системе  $[(2 \times 3) - 1] \times 2$  и состоит из двух двоичных пересчетных ячеек на туннельных диодах  $D_2$  и  $D_3$ ,  $D_{10}$  и  $D_{11}$  и троичной ячейки на диодах того же типа и транзисторах  $T_1$ — $T_3$ . Обратная связь создается емкостью  $C_1$ , резистором  $R_1$  и диодом  $D_4$ . В двоичных ячейках индуктивности  $L_3 = 5$  мкГн и  $L_4 = 10$  мкГн обеспечивают требуемые временные соотношения импульсов. Декаду запускают положительными импульсами, поступающими на переменную нагрузку

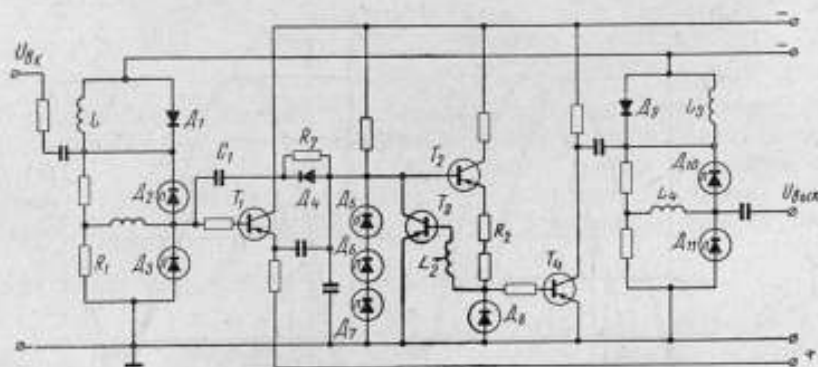


Рис. 8. Принципиальная схема декадного делителя частоты на туннельных диодах.

$L_1 = L_3 = 10$  мкГн. Диоды  $D_1$  и  $D_9$  позволяют запустить двоичные ячейки только положительными импульсами. Троичная ячейка работает следующим образом. В исходном положении диоды  $D_5$ — $D_8$  находятся при низком напряжении. Когда на вход троичной ячейки с выхода эмиттерного повторителя  $T_1$  поступят три отрицательных импульса, диоды  $D_5$ — $D_7$  переключатся (в произвольном порядке) в состояние с высоким напряжением. При «опрокидывании» последнего диода напряжение со всех диодов через эмиттерный повторитель (триод  $T_2$ ) обеспечит срабатывание дискриминатора на туннельном диоде  $D_8$ . Порог срабатывания обеспечивается подбором величины резистора  $R_2$ . После «опрокидывания» диода  $D_8$  с некоторым запозданием, определяемым индуктивностью  $L_2 = 5$  мкГн, «отпирается» транзистор  $T_3$ . При этом потенциал диодов  $D_5$ — $D_7$  будет равен исходному. Положительный перепад напряжения на пятом импульсе, появляющийся при «сбросе» диодов  $D_5$ — $D_7$  через  $D_4$ , переводит туннельный диод  $D_2$  двоичной ячейки в состояние с низким напряжением (исходное положение). Таким образом, осуществляется обратная связь для получения десятичного счета.

Делители частоты на туннельных диодах с коэффициентами деления  $9 = 3 \times 3$ ,  $30 = 3 \times [(2 \times 3) - 1] \times 2$  и т. д. выполняются по схемам, аналогичным рассмотренной.

#### Анализ погрешностей

Погрешность приращений фазы на выходе установки равна

$$\Delta\varphi = 1/n(\Delta\varphi_{\text{од}} + \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_{U\phi} + \Delta\varphi_{U_T}) + \Delta\varphi_{\kappa}, \quad (4)$$

где  $n$  — коэффициент деления делителей частоты на выходе основного фазовращателя.

В формуле (4) составляющие погрешности:

$\Delta\varphi_{\text{оф}}$  — градуировки основного фазовращателя;

$\Delta\varphi_s$  — вызванная неравенством потенциалов запуска делителей частоты;

$\Delta\varphi_{U\Phi}$  — обусловленная изменением амплитуд сигналов, поступающих с фазовращателей на делители частоты обоих каналов;

$\Delta\varphi_{UT}$  — погрешность, обусловленная влиянием температуры внешней среды на выходные параметры усилителя, работающего на делитель частоты;

$\Delta\varphi_k$  — погрешность, вызванная неидентичностью фазовых характеристик каналов установки.

Рассмотрим составляющие суммарной погрешности  $\Delta\varphi$ .

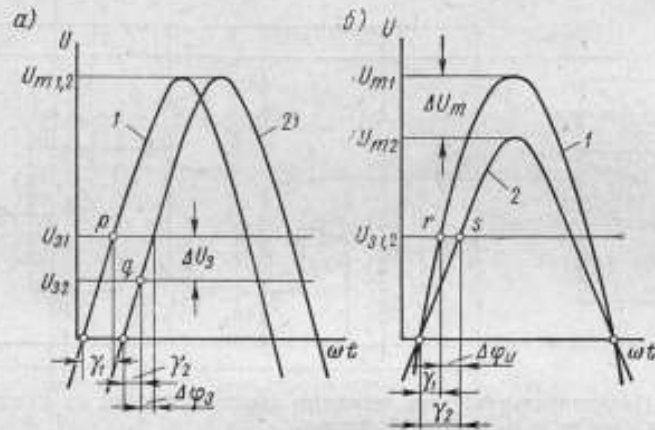


Рис. 9. Временные диаграммы запуска делителей частоты.

Перепад температур в каналах деления частоты приводит к изменению потенциалов запуска входных каскадов делителей частоты. Если принять потенциал запуска первого делителя равным  $U_{s1}$  (рис. 9, а), а второго  $U_{s2}$ , то фазовая погрешность  $\Delta\varphi_s$  может быть определена следующим образом. В моменты времени, соответствующие точкам  $p$  и  $q$  на кривых 1 и 2,

$$U_1 = U_{m1} \sin \omega t;$$

$$U_2 = U_{m2} \sin (\omega t - \Delta\varphi_s).$$

В момент срабатывания делителей

$$\omega t_1 = \gamma_1;$$

$$\omega t_2 = \gamma_2 = \gamma_1 - \Delta\varphi_s.$$

Учитывая, что  $U_{m1} = U_{m2} = U_m = \text{const}$ , получим

$$U_{s1} = U_m \sin \gamma_1;$$

$$U_{s2} = U_{s1} - \Delta U_{s1} = U_m \sin (\gamma - \Delta\varphi_s).$$

Принимая во внимание, что

$$\sin (\gamma - \Delta\varphi_s) = \sin \gamma \cos \Delta\varphi_s - \cos \gamma \sin \Delta\varphi_s$$

и  $\Delta\varphi_s$  близка к нулю,

$$\sin \Delta\varphi_s = \Delta\varphi_s; \quad \cos \Delta\varphi_s = 1;$$

$$\sin (\gamma - \Delta\varphi_s) = \sin \gamma - \cos \gamma \Delta\varphi_s.$$

После несложных преобразований погрешность  $\Delta\varphi_3$  можно представить в виде

$$\Delta\varphi_3 = \frac{\Delta U_3}{U_m} \frac{\sin \gamma}{\cos \gamma}.$$

Так как

$$\sin \gamma = \frac{U_3}{U_m} \text{ и } \cos \gamma = \sqrt{1 - (U_3/U_m)^2},$$

то

$$\Delta\varphi_3 = \frac{\Delta U_3}{U_m} \frac{1}{\sqrt{1 - (U_3/U_m)^2}} \text{ рад},$$

или в градусах

$$\Delta\varphi_3 = \frac{\Delta U_3}{U_m} \frac{57,3^\circ}{\sqrt{1 - (U_3/U_m)^2}}. \quad (5)$$

В общем случае изменение потенциала запуска от температуры пропорционально изменению потенциала базно-эмиттерного перехода транзистора  $\Delta U_3 = \Delta U_{бэТ}$ . Изменение  $U_{бэТ}$  эквивалентно смещению вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода влево, в сторону меньших значений  $U_{бэТ}$  при повышении температуры и вправо — при ее понижении.

Как показано в работе К. Г. Самофалова [3],

$$\Delta U_{бэТ} \approx \frac{\Delta T}{T} (U_{бэТ} - \Delta E), \quad (6)$$

где  $U_{бэТ}$  — потенциал эмиттерного перехода при температуре внешней среды  $T$ ;

$\Delta E$  — ширина запрещенной зоны; для германия  $\Delta E = 0,72$  в, для кремния  $\Delta E = 1,12$  в.

Экспериментально установлено, что при диапазоне температур 10—50° С формулу (6) можно упростить. Тогда приращение потенциала базно-эмиттерного перехода определится как

$$\Delta U_{бэТ} = 0,025 (T_2 - T_1).$$

Подставляя значение  $\Delta U_{бэТ}$  в формулу (5), получим

$$\Delta\varphi_3 = - \frac{0,141^\circ}{U_m \sqrt{1 - (U_3/U_m)^2}} \Delta T. \quad (7)$$

Здесь  $\Delta T = T_2 - T_1$  — перепад температур окружающей среды.

Расчет по формуле (7) показывает, что при  $U_m = 5$  в,  $U_3 = 0,5$  в и  $\Delta T = 0,5^\circ$  С фазовая погрешность от изменения потенциалов срабатывания делителей частоты не превышает  $0,013^\circ$ .

Рассмотрим фазовую погрешность  $\Delta\varphi_U$  от изменения напряжения, поступающего на делители частоты обоих каналов установки. На рис. 9, б уровень срабатывания делителей частоты принят постоянным:  $U_{з1} = U_{з2} = U_3 = \text{const}$ . Точки  $r$  и  $s$  на кривых 1 и 2 соответствуют моментам запуска соответственно первого и второго каналов деления.

Напряжения, поступающие на входы каналов, равны

$$U_1 = U_{m1} \sin \omega t;$$

$$U_2 = U_{m2} \sin (\omega t - \Delta\varphi_U) = (U_{m1} + \Delta U_{m1}) \sin (\omega t - \Delta\varphi_U).$$

В момент срабатывания делителей

$$\omega t_1 = \gamma_1; \quad \omega t_2 = \gamma_2 = \gamma_1 - \Delta\varphi_U.$$

Тогда

$$U_{m1} \sin \gamma_1 = (U_{m1} + \Delta U_{m1}) \sin (\gamma_1 - \Delta \varphi_U).$$

Произведя несложные тригонометрические преобразования и пренебрегая членом третьего порядка малости  $\Delta U_m \cos \gamma \sin \Delta \varphi_U$ , получим

$$\Delta \varphi_U = \frac{\Delta U_{m1} U_s}{U_{m1}^2} \frac{57,3^\circ}{\sqrt{1 - (U_s/U_{m1})^2}}. \quad (8)$$

Поступающие на делители частоты напряжения изменяются из-за амплитудной погрешности фазовращателя, которая согласно опытным данным не превышает 4%. Расчет по формуле (8) показывает, что фазовая погрешность  $\Delta \varphi_{U\Phi}$  при  $U_m = 5$  в и  $U_s = 0,5$  в будет не более  $0,22^\circ$ .

Колебания напряжений, поступающих на делители частоты, могут возникать также из-за отклонений сопротивлений, конденсаторов, характеристик транзисторов и других элементов от их номинальных значений при изменении влажности и температуры. Наиболее важным фактором, влияющим на точность фазосдвигающего устройства, является изменение температуры окружающей среды.

Далее рассчитаем погрешность  $\Delta \varphi_{UT}$ , обусловленную изменением выходного напряжения усилителя, поступающего на вход одного из делителей частоты.

Коэффициент передачи транзисторного усилителя определим из выражения

$$U_{вых} = \beta \frac{R_n}{R_{вх}} U_{вх},$$

где  $\beta$  — коэффициент усиления;  
 $R_n$  и  $R_{вх}$  — соответственно сопротивления нагрузки и входа.

Выражая малые приращения через частные производные, получим

$$dU_{вых} = \left( \frac{\partial U_{вых}}{\partial \beta} d\beta + \frac{\partial U_{вых}}{\partial R_{вх}} dR_{вх} \right) R_n U_{вх},$$

или

$$dU_{вых} = R_n U_{вх} \left( \frac{d\beta}{\beta} - \frac{\beta dR_{вх}}{R_{вх}^2} \right). \quad (9)$$

Используя типовые зависимости коэффициентов усиления по току в схеме с общим эмиттером  $\beta = f(T)$ , снятые экспериментально, можно выразить их аналитически. При этом применим линейную аппроксимацию для рабочего диапазона температур  $10-50^\circ \text{C}$ . Тогда

$$\beta = \beta_{20} [1 + N(T - 273^\circ)],$$

где

$$N = \frac{\beta_{50} - \beta_{20}}{T_{50} - T_{20}} = 1,67;$$

$\beta_{20}$  и  $\beta_{50}$  — коэффициенты усиления при соответствующих температурах окружающей среды  $T_{20}$  и  $T_{50}$  °К.

Входное сопротивление транзисторов определим по формуле

$$R_{вх} = AT^{3/2} + \frac{kT}{eI_s} \cdot \frac{1}{1-\alpha} = T \left( AT^{1/2} - \frac{k\beta_{20}}{eI_s} \right),$$



здесь  $k/e = 86 \cdot 10^{-6}$  в/град — отношение постоянной Больцмана к элементарному заряду;

$A$  — коэффициент, зависящий от свойств материала; для  $p$ -германия  $A = 52$ ;

$I_s$  — ток эмиттера;

$$\frac{1}{1-\alpha} \approx \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta_{20} \quad (\alpha = 0,96).$$

Представим формулу (9) в виде

$$dU_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} R_n dT \left( \frac{1}{R_{\text{вх}}} \cdot \frac{d\beta}{dT} - \frac{\beta_{20}}{R_{\text{вх}}^2} \cdot \frac{dR_{\text{вх}}}{dT} \right).$$

После вычисления производных для  $R_{\text{вх}}$ ,  $\beta$  и замены дифференциалов приращениями получим изменение выходного напряжения, поступающего на делитель частоты, в зависимости от температуры:

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} R_n Q \Delta T, \quad (10)$$

где

$$Q = \frac{N}{AT^{3/2} + kT\beta_{20}/eI_s} + \frac{2\beta_{20}(3T^{1/2}A + k\beta_{20}/eI_s)}{(AT^{3/2} + kT\beta_{20}/eI_s)^2}.$$

Подставив выражение (10) в (8), определим фазовую погрешность от перепада температур в блоках фазовращателей:

$$\Delta\varphi_{UT} = \frac{57,3U_s U_{\text{вых}} R_n Q \Delta T}{U_{m1}^2 \sqrt{1 - (U_s/U_{m1})^2}}. \quad (11)$$

При расчете  $\Delta\varphi_{UT}$  следует принимать  $U_{\text{вых}} = 1$ . Практически перепад температур в каналах установки не должен превышать  $2^\circ \text{C}$ . В этом случае, согласно формуле (11), фазовая погрешность от изменения температуры составит  $0,014$  град. Значение погрешности получено при условии, что  $I_s = 1 \cdot 10^{-3}$  а;  $\beta_{20} = 24$ ;  $R_n = 10^3$  ом,  $T = 300^\circ \text{C}$ .

Погрешность  $\Delta\varphi_k$  из-за неидентичности каналов установки обусловлена отклонением от номинальных значений резисторов, конденсаторов, коэффициентов передачи трансформаторов и других элементов. Снижение этой погрешности можно уменьшить до сотых долей градуса с помощью фазовращателя установки нуля и фазондикатора. Разработанный для этой цели фазондикатор согласно экспериментальным данным [4] обеспечивает снижение погрешности до  $0,03^\circ$ .

При проверке фазометров и фазовращателей, а также исследовании фазовых характеристик четырехполюсников в некоторых случаях необходимо определять только нелинейность их характеристик. Поэтому не всегда устанавливают нулевой фазовый сдвиг между выходными напряжениями.

Согласно полученным соотношениям для составляющих погрешности по формуле (4)

$$\Delta\varphi = \frac{1}{30} (2^\circ - 0,013^\circ + 0,22^\circ + 0,014^\circ) + 0,03^\circ = 0,103^\circ \approx 0,1^\circ.$$

Таким образом, суммарная погрешность приращений фазы на выходе установки не превышает  $0,1^\circ$ . Экспериментальные исследования точности при частотах 20 и 1000 гц подтвердили данные, полученные теоретически. Была сделана попытка определить разрешающую способность по фазе двухканальной системы деления частоты. При чувствительности аппаратуры  $0,001^\circ$  (применяли термоэлектрический компаратор) удавалось регистрировать приращение фазы одного из выходных напряжений

делителей частоты с дискретностью  $0,007^\circ$ . Реализовать большую чувствительность не представлялось возможным из-за влияния нестабильностей напряжений, подводимых к термоэлектрическому компаратору.

Для снижения погрешностей выходных напряжений по амплитуде до 2% в установке применены аттенюаторы, выполненные на однопроцентных резисторах. Высокую стабильность частоты выходных напряжений обеспечивает кварцевый генератор с термостатированным резонатором. Следует отметить, что полученная нестабильность  $10^{-7}$  может быть снижена на порядок при синхронизации системы преобразования частоты сигналом  $1 \text{ Мгц}$  от эталонного кварцевого генератора ВНИИМ. С этой целью в установке предусмотрена возможность увеличения частоты  $1 \text{ Мгц}$  в 9 раз.

Для упрощения изготовления и регулировки отдельных блоков при конструировании установки в качестве несущих шасси были выбраны каркасы лонжеронного типа, изготовленные во ВНИИФТРИ. В установке использованы типовые источники питания.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований разработан новый метод воспроизведения электрических величин в диапазоне низких и инфранизких частот. Созданная аппаратура может быть широко использована при точных измерениях тока и напряжения. Возможность плавной регулировки сдвига фаз выходных напряжений в диапазоне  $0-360^\circ$  с погрешностью не более  $0,1^\circ$  обеспечивает поверку большинства фазометров инфранизкочастотного диапазона частот. Использование мощного усилителя тока и напряжения на выходе установки дает возможность применять ее для измерения мощности.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Светлов П. В., Нилов В. И. Методы кварцевой стабилизации в диапазоне частот. Киев, Гостехиздат УССР, 1961.
2. Fischer K. Übersicht über den derzeitigen Stand der Quarzsteuerung und Frequenzaufbereitung. «Frequenz», 1961, В. 15, N 10.
3. Самофалов К. Г. Вычислительные устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.
4. Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Точные фазосдвигающие устройства для диапазона инфранизких частот  $0,001-100 \text{ гц}$ . «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142). М.—Л., Изд. стандартов, 1965.

Поступила в редакцию  
6/Х 1965 г.

### МЕТОДИКА ВЫБОРА СТАБИЛИТРОНОВ ТИПА Д-818 ПРИ СОЗДАНИИ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

За последние годы в СССР освоен выпуск термокомпенсированных кремниевых стабилитронов типа Д-818 с уменьшенным температурным коэффициентом напряжения  $T_{кн}$  и повышенной стабильностью выходного напряжения  $U_{вых}$ . Величина их  $T_{кн}$  зависит от рабочего тока  $I$  и возрастает с увеличением его. Этим обстоятельством можно воспользоваться при выборе стабилитронов Д-818 для создания стабилизаторов напряжения. Такие стабилизаторы в ряде случаев необходимы для замены нормальных элементов (н. э.) высших классов. Они должны быть активными источниками стабильного напряжения и приблизительно тех же габаритов, что и н. э. Подобный стабилизатор, питаемый от сети переменного тока, должен включать в себя очень малые элементы предварительного выпрямления и стабилизации напряжения сети.

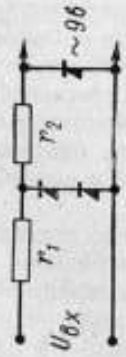




Нестабильность выходного напряжения предварительного стабилизатора должна быть порядка 0,01%. Такой стабилизатор, отвечающий указанным требованиям, можно создать только в том случае, когда мощность выходного стабилизатора будет сравнительно небольшой. Последнее достигается, если выходной стабилизатор напряжения сделать однокаскадным с небольшим рабочим током стабилитрона.

В таблице сравниваются различные варианты схем одно- и двухкаскадных выходных стабилизаторов. Приведены их входные напряжения, коэффициент стабилизации и потребляемая мощность при рабочем токе стабилитронов  $I = 10$  ма и их динамическом сопротивлении  $r_d = 20$  ом.

Из таблицы видно, что у двухкаскадных стабилизаторов коэффициент стабилизации, а следовательно, и потребляемая мощность больше, чем у однокаскадных. Следовательно, возможно создать однокаскадные стабилизаторы с коэффициентом стабилизации  $K \approx 150$  и потребляемой мощностью  $P < 0,5$  вт.

Следует иметь в виду, что  $K$  характеризует степень постоянства напряжения стабилизатора только по отношению к колебаниям его входного напряжения и не является универсальным. Этот коэффициент не учитывает влияния температурных изменений окружающей среды на стабильность выходного напряжения, самонагрева стабилитрона рабочим током и действия разных других помех на стабилизатор (старение, утечки, заряды, электромагнитные наводки, т. э. д. с.). Поэтому, увеличивая коэффициент  $K$ , необходимо учитывать не только колебания входного напряжения, но и другие факторы. Если нестабильность выходного напряжения  $U_{вых}$  предварительного стабилизатора  $\sim 0,01\%$ , то при  $K = 100$  можно получить нестабильность напряжения выходного стабилизатора

Таблица вариантов схем одно- и двухкаскадных стабилизаторов

Номер схемы	Схема стабилизатора	Входное напряжение, ввс $U_{вх} - в$	Отражающее сопротивление, ом		Коэффициент стабилизации, $K$	Потребляемая мощность, $P$ , атт
			$r_1$	$r_2$		
1		40	1100	1100	$\frac{r_1 r_2}{2r_d^2} \approx 1500$	$\sim 0,9$
2		20	100	1100	$\frac{r_1 r_2}{2r_d^2} \approx 140$	$\sim 0,45$
3		20	1100	0	$\frac{r_1}{r_d} \approx 55$	$\sim 0,20$
4		40	3100	0	$\frac{r_1}{r_d} \approx 155$	$\sim 0,40$
5		40	2200	0	$\frac{r_1}{2r_d} \approx 55$	$\sim 0,40$



порядка 0,0001%. В то же время другие, приведенные выше факторы, могут вызвать нестабильность  $U_{\text{вых}}$ , определяемую тысячными и даже сотыми процента и оказаться решающими.

На основании данных таблицы можно сделать заключение, что для уменьшения влияния на стабилитроны тепла, выделяемого ограничивающими сопротивлениями, следует остановиться именно на однокаскадной схеме стабилизатора. При этом желательно выбрать стабилитрон с температурным коэффициентом, близким к нулю (при рабочем токе менее 10 ма). Так, например, если найти стабилитрон с рабочим током  $I = 3$  ма, при котором его  $T_{\text{ки}}$  очень мал, то при  $U_{\text{вх}} = 60$  в и  $U_{\text{вых}} \approx 9$  в ограничивающее сопротивление будет равно

$$r_1 = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{I} = \frac{51 \cdot 10^3}{3} \approx 17\,000 \text{ ом.}$$

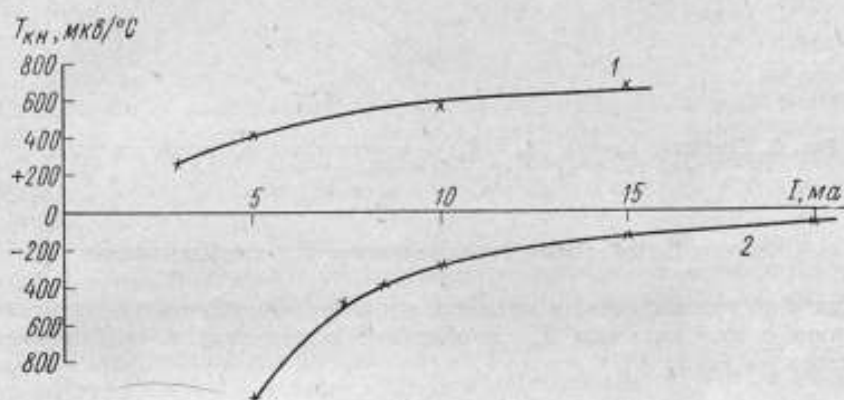


Рис. 1. Обычные зависимости  $T_{\text{ки}} = f(I)$  для стабилитронов типа Д-818В.

Тогда

$$K = \frac{r_1}{r_d} = \frac{17\,000}{20} \approx 850$$

и

$$P = I^2 r_1 + IU_{\text{вых}} \approx 9 \cdot 17 \cdot 10^{-3} + 3,9 \cdot 10^{-3} \approx 0,18 \text{ вт.}$$

Обычные зависимости  $T_{\text{ки}} = f(I)$  для стабилитронов типа Д-818В изображены на рис. 1. Стабилитроны с зависимостями 1 и 2 не совсем пригодны для однокаскадных стабилизаторов высокой стабильности, так как  $T_{\text{ки}}$  у стабилитрона с зависимостью 1 будет близок к нулю при слишком малом токе (около 1 ма), а с зависимостью 2 — при очень большом токе (более 20 ма).

Эти стабилитроны можно использовать совместно, включая по схеме 5 таблицы. Рабочий ток их выбирают равным приблизительно 7,5 ма, при котором их температурные коэффициенты с разным знаком равны по величине, а общий  $T_{\text{ки}}$  близок к нулю. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  такого стабилизатора будет порядка 18 в, ограничивающее сопротивление  $r_1 \approx 5600$  ом, коэффициент  $K \approx 140$  и потребляемая мощность  $P \approx 0,4$  вт.

Подобным стабилизатором можно воспользоваться, когда требуется  $U_{\text{вых}}$  порядка 20 в. Обычно  $U_{\text{вых}}$  стабилизаторов около 10 в, и поэтому в однокаскадной схеме необходим только один стабилитрон.

Если, например, использовать стабилитроны с зависимостями  $T_{\text{ки}} = -f(I)$ , указанными на рис. 2, у которых  $T_{\text{ки}}$  близок к нулю в диапазоне токов 3—20 ма, то можно создавать высокостабильные однокаскадные

стабилизаторы. При этом согласно характеристикам 1—6 рис. 2, рабочие токи у стабилитронов следует выбирать: 3 ма (стабилитрон 1), 12,5 ма (2), 15,5 ма (3 и 4), 18,0 ма (5) и 18,5 ма (6).

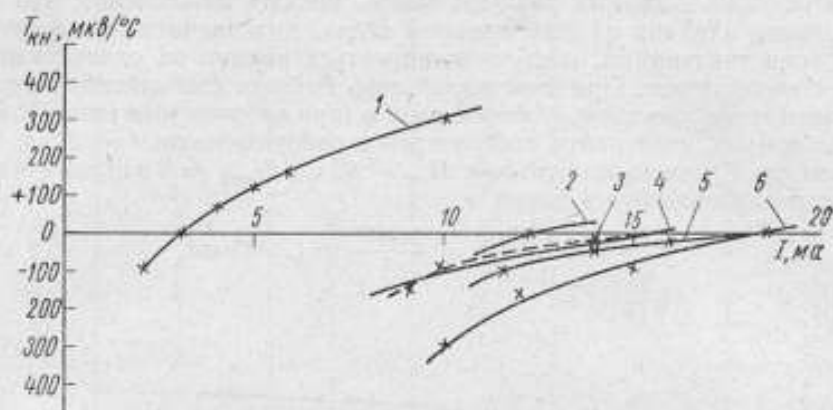


Рис. 2. Семейство кривых  $T_{кн} = f(I)$ , пересекающих ось абсцисс в диапазоне 3—20 ма, для стабилитронов типов: 1—6.

#### Окончательный выбор минимального $T_{кн}$ стабилизатора

Как уже указывалось, в процессе создания высокостабильного стабилизатора с минимальным  $T_{кн}$  необходимо определять у стабилитронов зависимости  $T_{кн} = f(I)$ .

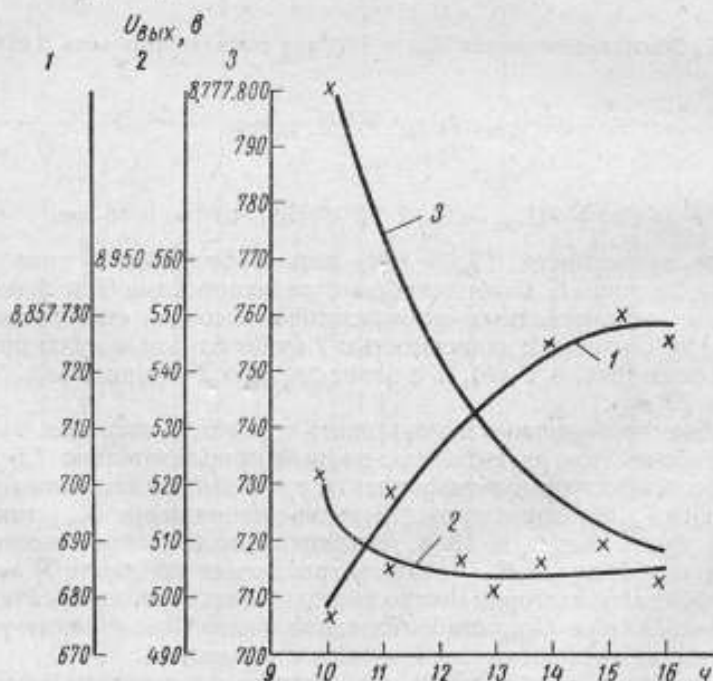


Рис. 3. Кривые изменения  $U_{вых}$  стабилизаторов 1, 2 и 5 в течение дня.

Но  $T_{ки}$  стабилитрона зависит и от разности температур, по которой его находят, а точно подогнать его значение для малой разности температур трудно, поэтому остаточный  $T_{ки}$  у стабилизатора может оказаться значительным. В связи с этим необходимо окончательно подогнать ограничительные сопротивления непосредственно в схеме стабилизатора.

Экспериментально установлено, что  $U_{вмх}$  стабилизаторов в течение дня изменяется по кривым, указанным на рис. 3. Если стабилизаторы на ночь выключать, то при включении утром входящие в них стабилитроны медленно разогреваются рабочим током и в течение дня их  $U_{вмх}$  меняется в зависимости от величины и знака  $T_{ки}$ . Если  $U_{вмх}$  изменяется по кривой 3, то  $T_{ки}$  у стабилизатора отрицательный, а по кривой 1 — положительный. В обоих этих случаях  $T_{ки}$  стабилизаторов можно улучшить, изменяя их ограничительные сопротивления. Если  $U_{вмх}$  изменяется по кривой 2, то  $T_{ки}$  такого стабилизатора близок к нулю и его можно считать отрегулированным.

#### ВЫВОДЫ

Стабилизатор напряжения на полупроводниках для метрологических целей должен обладать температурным коэффициентом напряжения  $T_{ки}$  порядка  $10^{-4}\%/^{\circ}\text{C}$ . Для этого необходимо выбрать стабилитрон типа Д-818 с кривой  $T_{ки} = f(I)$ , пересекающей ось абсцисс в области рабочих токов 3–20 ма.

Устанавливая далее рабочий ток стабилитрона так, чтобы его  $T_{ки}$  был близок к нулю, подбирают необходимые ограничительные сопротивления в схеме стабилизатора напряжения, которая по возможности должна быть однокаскадной.

После этого снимают кривую изменения  $U_{вмх}$  стабилизатора в течение дня, которая укажет величину и знак остаточного  $T_{ки}$  стабилизатора в целом.

Пригодным для дальнейшего исследования и использования можно считать стабилизатор, у которого изменение  $U_{вмх}$  за день будет порядка 20 мкв.

Поступила в редакцию  
5/XI 1966 г.

### НОВАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЕМКОСТИ ПЛЕНОЧНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Измерение «остаточной» емкости пленочных сопротивлений требует применения сложной методики и аппаратуры [1]. Для резисторов простой геометрической формы (цилиндр, плоскость) емкость может быть определена более просто: расчетным способом.

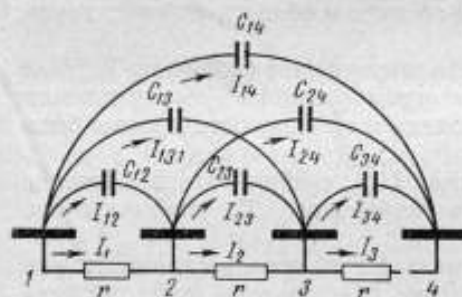


Рис. 1. Распределение токов при числе полосок  $m = 3$ .

Емкости между участками поверхности резистора позволяет рассчитать «метод Хоу» [2]. Для определения емкости, шунтирующей сопротивление в целом, эти «частичные» емкости необходимо просуммировать. В работе [3] суммирование осуществляется в результате применения формул теории длинных линий. Однако эта теория предполагает постоянство емкости на единицу длины, что справедливо лишь для определенного класса геометрических форм (коаксиальная линия, двухпроводная линия).

Предлагаемый способ суммирования «частичных» емкостей является, по-видимому, более точным, так как не связан с допущением о постоянстве емкости на единицу длины.

Пусть длина пленки разделена на  $m + 1$  достаточно узких полосок, которые при больших  $m$  эквипотенциальны. На рис. 1 показано распределение токов для  $m = 3$ , когда  $r = \frac{1}{3}r_0$  ( $r_0$  — сопротивление, измеренное на постоянном токе). Полную проводимость в этом случае рассчитывают по формуле

$$Y = \frac{I_1 + I_{12} + I_{13} - I_{14}}{U}, \quad (1)$$

где комплексную амплитуду токов определяют по известному напряжению  $U$  из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_1 + I_2 + I_3 &= \frac{U}{h} \\ I_1 r &= I_{12} (j\omega C_{12})^{-1} \\ I_2 r &= I_{23} (j\omega C_{23})^{-1} \\ I_3 r &= I_{34} (j\omega C_{34})^{-1} \\ (I_1 + I_2) r &= I_{13} (j\omega C_{13})^{-1} \\ (I_2 + I_3) r &= I_{24} (j\omega C_{24})^{-1} \\ I_1 + I_{12} &= I_2 + I_{23} + I_{34} \\ I_2 + I_{23} + I_{13} &= I_3 + I_{34} \\ I_{14} (j\omega C_{14})^{-1} &= U \end{aligned} \right\} \quad (2)$$



Системы уравнений типа (2) составляли для различных  $m$ . В первом приближении ограничимся условием  $(\omega C_{1m} r)^2 \ll 1$ . С точностью для слагаемых первой степени относительно  $(\omega C_{1m} r) < 1$ , в соответствии с рис. 2, можно составить таблицу:

Число полосок, $m$	Полная проводимость, $Y$
1	$\frac{1}{r_0} + j\omega C_1$
2	$\frac{1}{r_0} + \frac{1}{2} j\omega C_1 + j\omega C_2$
3	$\frac{1}{r_0} + \frac{1}{3} j\omega C_1 + \frac{8}{9} j\omega C_2 + j\omega C_3$
4	$\frac{1}{r_0} + \frac{1}{4} j\omega C_1 + \frac{3}{4} j\omega C_2 + \frac{9}{8} j\omega C_3 + j\omega C_4$
5	$\frac{1}{r_0} + \frac{1}{5} j\omega C_1 + \frac{16}{25} j\omega C_2 + \frac{27}{25} j\omega C_3 + \frac{32}{25} j\omega C_4 + j\omega C_5$

Для определения закона формирования емкостных коэффициентов удобно переписать их в следующем виде:

Число полосок, $m$	Емкость, $C$
1	$1 \left(\frac{1}{1}\right)^2 C_1$
2	$2 \left(\frac{1}{2}\right)^2 C_1 + 1 \left(\frac{2}{2}\right)^2 C_2$
3	$3 \left(\frac{1}{3}\right)^2 C_1 + 2 \left(\frac{2}{3}\right)^2 C_2 + 1 \left(\frac{3}{3}\right)^2 C_3$
4	$4 \left(\frac{1}{4}\right)^2 C_1 + 3 \left(\frac{2}{4}\right)^2 C_2 + 2 \left(\frac{3}{4}\right)^2 C_3 + 1 \left(\frac{4}{4}\right)^2 C_4$
5	$5 \left(\frac{1}{5}\right)^2 C_1 + 4 \left(\frac{2}{5}\right)^2 C_2 + 3 \left(\frac{3}{5}\right)^2 C_3 + 2 \left(\frac{4}{5}\right)^2 C_4 + 1 \left(\frac{5}{5}\right)^2 C_5$

Тогда формула емкости для любого  $m$  примет вид:

$$C(m) = \sum_{i=1}^m (m+1-i) \left(\frac{i}{m}\right)^2 C_i \quad (4)$$

Емкость между двумя прямоугольными обкладками в воздухе (плоский конденсатор), согласно рис. 3, а, равна

$$c = \frac{\epsilon_0 b a}{d},$$

что приближенно справедливо и для рассматриваемого случая (рис. 3, б).

Так как  $a = k_1 \frac{1}{m}$ ,  $d = k_2 i$ , где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты пропорциональности, получим

$$\frac{1}{2} C_i = \frac{\epsilon_0 b}{i m}, \quad (5)$$

если допустить, что  $k_1 \approx k_2$ .

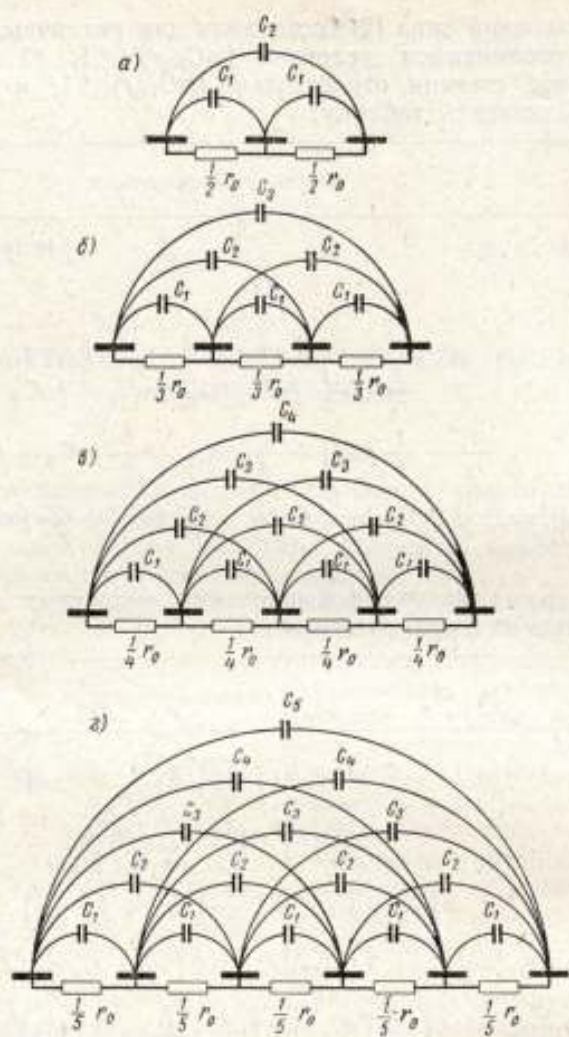


Рис. 2. Распределение емкостей при числе полосок:  
 а)  $m = 2$ ; б)  $m = 3$ ; в)  $m = 4$ ; г)  $m = 5$ .

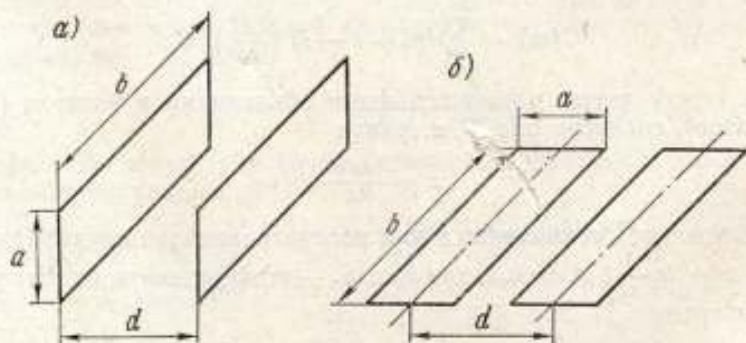


Рис. 3. К определению «частичной» емкости  $C_i$ .  
 а — пластины конденсатора; б — полоски пленки.

Подставив формулу (5) в выражение (4), имеем:

$$C(m) = 2\epsilon_0 b \sum_{i=1}^m \frac{i}{m^2} \left(1 - \frac{i-1}{m}\right). \quad (6)$$

Вычислим сумму

$$\sum_{i=1}^m i \left(1 - \frac{i-1}{m}\right) = 1 + 2\left(1 - \frac{1}{m}\right) + \dots + m\left(1 - \frac{m-1}{m}\right),$$

которая, согласно формулам суммирования арифметической прогрессии и квадратов чисел натурального ряда, равна

$$\frac{1}{6} m^2 + \frac{1}{2} m + \frac{1}{3}.$$

Подставляя результат суммирования в формулу (6) и переходя к пределу при  $m \rightarrow \infty$ , получим для шунтирующей емкости уединенного пленочного резистора формулу

$$C_{ш} = \frac{1}{3} \epsilon_0 b. \quad (7)$$

Например, при ширине пленки  $b = 3$  см,  $C_{ш} = 0,1$  пф.

Так как при расчете пренебрегали слагаемыми вида  $(\omega C_{ш} r)^2$  (по сравнению с единицей), то погрешность результата оценивается величиной не менее  $(\omega C_{ш} r_0)^2$ , т. е. 0,4% для сопротивления 100 ком на частоте 1 Мгц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Hartshorn L. «Wireless Engineers», 1938, v. XV, p. 178.
2. Howe G. «Wireless Engineer», 1940, v. XVII, p. 206.
3. Howe G. «Wireless Engineer», 1935, v. XII, p. 141.

Поступила в редакцию  
24/XI 1965 г.



## О ПОГРЕШНОСТЯХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПАРАТОРОВ

Анализу погрешностей компарирующих устройств посвящен ряд работ, но повышение требований к точности компарирования приводит к необходимости количественной оценки некоторых влияющих факторов, которыми ранее можно было пренебрегать.

Ниже показано, что уточненные выражения погрешностей компарирования дают возможность рассчитывать элементы цепи компаратора, обеспечивающие заданную точность.

Из трех групп компараторов — равных и неравных величин и приборов с контролем показаний наименьшую погрешность обеспечивает первая группа. Предпочтение следует отдать компараторам со статическими преобразователями, а среди них — с термоэлектрическими [1]. Вновь разработанные во ВНИИМ компараторы, предназначенные для поверок приборов повышенной точности, являются также термоэлектрическими компараторами равных величин, основанными на принципе одновременного компарирования. Масштабный МП и приемный ПП — преобразователи такого компаратора характеризуются коэффициентами преобразования  $k_n$  и  $k$  соответственно. О значении подлежащего измерению переменного тока судят по выходному параметру приемного преобразователя, в данном случае — по э. д. с. термопары. Чтобы обеспечить наиболее высокую точность фиксации значения выходного параметра, применяют вспомогательную цепь уравнивания (ВЦУ) или цепь дополнительного управления.

Между измеряемой величиной  $x$ , подаваемой на вход масштабного преобразователя, и параметром  $y$ , являющимся входным для приемного преобразователя, существует зависимость

$$y = k_n x. \quad (1)$$

Приемный статический преобразователь тока и напряжения обуславливает следующую зависимость между входным  $y$  и выходным  $e$  параметрами:

$$e = ky^2 = k(k_n x)^2. \quad (2)$$

Для статического преобразователя мощностью управляемого по квадратичному закону (т. е. для электрической цепи, включающей статические преобразователи тока и напряжения, характеризуемые выходными величинами  $e_1$  и  $e_2$ , и производящей математическую операцию скалярного умножения двух векторных величин  $x_1$  и  $x_2$ , справедливо соотношение

$$e_1 - e_2 = k' (x_1 \cdot x_2) = 4k_{n1} k_{n2} k P, \quad (3)$$

где  $k = k_1 = k_2$ ;

$P$  — компарируемая мощность.



При наличии ВЦУ (пунктирная часть рис. 1 приложения), представляющей собой упрощенный потенциометр постоянного тока с регулируемым рабочим током  $I_k = \frac{E_n}{R_k + R_y}$ , режим полного уравнивания создают, компенсируя выходной параметр приемного преобразователя  $e$  или ( $e_1 - e_2$ ) падением напряжения на компенсационном сопротивлении  $R_k$

$$e_k = I_k R_k = E_n \frac{R_k}{R_k + R_y}. \quad (4)$$

При компарировании мощности методом равных температур [2] к приемным преобразователям не предъявляют требования определенной функциональной связи между входным  $y$  и выходным  $e$  параметрами. Однако при этом необходимо, чтобы один из двух термопреобразователей был снабжен дополнительным нагревателем. Этот нагреватель вместе с источником вспомогательного тока и устройством для его регулирования составляет дополнительную цепь управления (рис. 4 приложения), обеспечивающую получение разностной э. д. с., равной нулю на выходе  $ПП_1$  и  $ПП_2$ . Тогда квадрат тока  $I_n$  в цепи дополнительного управления будет пропорционален измеряемой мощности  $P$  [2]

$$P = A I_n^2. \quad (5)$$

Выражения для определения отклонений  $\alpha$  нулевого указателя при его чувствительности к напряжению  $S_U$  имеют для компараторов различного назначения следующий вид:

для компаратора тока (рис. 1 приложения)

$$\alpha_I = S_U \left[ k (k_n I)^2 - E_n \frac{R_k}{R_k + R_y} \right]; \quad (6a)$$

для компаратора напряжения (рис. 2 приложения)

$$\alpha_U = S_U \left[ k (k_n U)^2 - E_n \frac{R_k}{R_k + R_y} \right]; \quad (6b)$$

для компаратора мощности при квадратичном управлении преобразователей (рис. 3 приложения)

$$\alpha_P = S_U \left( 4 k k_{n1} k_{n2} P - E_n \frac{R_k}{R_k + R_y} \right); \quad (7)$$

для компаратора мощности при дополнительном управлении (рис. 4 приложения)

$$\alpha_{Pt} = S_U \left[ 4 k k_{n1} k_{n2} P - A \frac{E_n^2}{(R_k' + R_y)^2} \right]. \quad (8)$$

Для компараторов тока и напряжения (уравнения 6a и 6b) отклонения  $\alpha_0$  и  $\alpha_f$  указателя равновесия вспомогательной цепи уравнивания при включении в цепи постоянного (индекс 0) и переменного (индекс  $f$ ) токов соответственно будут:

$$\alpha_0 = S_U \left[ k_0 (k_{n0} x_0)^2 - E_{n0} \frac{R_{k0}}{R_{k0} + R_{y0}} \right]; \quad (9)$$

$$\alpha_f = S_U \left[ k_f (k_{nf} x_f)^2 - E_{nf} \frac{R_{kf}}{R_{kf} + R_{yf}} \right]; \quad (10)$$

где  $I$  и  $U$  формул (6a) и (6b) заменены на  $x$ .

Если в уравнениях (9) и (10) соответствующие величины не равны, то возникает погрешность компарирования. Чувствительность индикатора равновесия  $S_U$  в цепях постоянного и переменного токов остается неизменной.

Отклонения указателя  $\alpha_0$  и  $\alpha_f$  в пределах чувствительности при режиме полного уравнивания равны нулю.

Определяя изменение отклонения указателя  $d\alpha$ , обусловленное изменением компарируемых величин  $dI$ ,  $dU$  или  $dP$  и пренебрегая величинами второго порядка малости, находим выражения относительной чувствительности компараторов:

для компараторов тока

$$\frac{d\alpha}{dI/I} = 2S_U k k_n^2 I^2; \quad (11a)$$

для компараторов напряжения

$$\frac{d\alpha}{dU/U} = 2S_U k k_n^2 U^2; \quad (11b)$$

для обоих типов компараторов мощности

$$\frac{d\alpha}{dP/P} = 4S_U k k_{n1} k_{n2} P. \quad (12)$$

Отсюда находим выражения для определения погрешностей компарирования, вызванных конечной чувствительностью указателя равновесия:

для компаратора тока

$$\gamma_I = \frac{dI}{I} = \frac{d\alpha}{2S_U k k_n^2 I^2}; \quad (13a)$$

для компаратора напряжения

$$\gamma_U = \frac{dU}{U} = \frac{d\alpha}{2S_U k k_n^2 U^2}; \quad (13b)$$

для обоих типов компараторов мощности

$$\gamma_P = \frac{dP}{P} = \frac{d\alpha}{4S_U k k_{n1} k_{n2} P}. \quad (14)$$

Выражения (13) и (14) показывают, что погрешность компараторов тока и напряжения возрастает обратно пропорционально квадрату, а компараторов мощности — обратно пропорционально первой степени измеряемой величины. Ниже показано, что отсутствие линейной зависимости между погрешностью компарирования и измеряемой величиной приводит к нарушению требуемого соотношения погрешностей образцовой и поверяемой аппаратуры, а также предложены меры для восстановления этого соотношения.

Погрешности компарирования, обусловленные наличием остаточных реактивностей элементов цепей компаратора, характеризуют следующие выражения:

для компаратора тока (индекс 1 относится к шунту, а 2 — к нагревателю)

$$\gamma_I = -\omega^2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[ \tau_1(\tau_2 - \tau_1) - \tau_2 \tau_C - \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\tau_2 - \tau_1 + \tau_C)^2 \right], \quad (15)$$

$$\delta_I = -\omega \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\tau_2 - \tau_1 + \tau_C); \quad (16)$$

для компаратора напряжения (индекс 1 относится к нагревателю, а 2 — к добавочному сопротивлению)

$$\gamma_U = -\omega^2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left[ \tau_{C2}(\tau_1 - \tau_2) + \tau_{C1}(\tau_{C2} - \tau_{C1}) + \right. \\ \left. + \frac{R_1}{2(R_1 + R_2)} \left( \tau_1 + \frac{R_2}{R_1} \tau_2 \right)^2 \right], \quad (17)$$

$$\delta_U = \frac{R_1 \omega}{R_1 + R_2} \left\{ \tau_1 + \frac{R_2}{R_1} \tau_2 + \tau_{C2} - \tau_{C1} + \omega^2 \tau_2 [\tau_1 \tau_{C1} - \right. \\ \left. - \tau_2 \tau_{C2} - \tau_{C1}(\tau_{C2} - \tau_{C1})] \right\}; \quad (18)$$

для компараторов мощности обоих типов

$$\gamma_{P_{\text{пр}}} = \frac{UI}{U_n I_n \cos \varphi_n} \left\{ \left[ \gamma_I + \gamma_U - \frac{1}{2}(\delta_U - \delta_I^2) \right] \cos \varphi - (\delta_U - \delta_I) \sin \varphi \right\}, \quad (19)$$

где  $\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}$ ,  $\tau_2 = \frac{L_2}{R_2}$ ,  $C = C_1 + C_2$ ,  $\tau_C = CR_1$ ,  $\tau_{C1} = C_1 R_1$ ,  $\tau_{C2} = C_2 R_2$

(см. рис. 1 и 2 приложения);

$\delta_I$  и  $\delta_U$  — углы сдвига фаз между токами в параллельной и последовательной цепях и пропорциональными им токами в нагревателях преобразователя;

$I_n$ ,  $U_n$  и  $\cos \varphi$  — номинальные значения тока, напряжения и  $\cos \varphi_n$  для избранных шунтов и добавочных сопротивлений.

Выражения (15)–(19), полученные при анализе частотных погрешностей комбинированного прибора — вольт-ампер-ваттметра [3], справедливы также и для компараторов.

К числу погрешностей, присущих только компараторам мощности, следует отнести и погрешности, обусловленные отклонением вольт-амперной характеристики приемного преобразователя от определенной функциональной связи.

Выше было показано, что применяемые при компарировании мощности два статических преобразователя возможно использовать в режиме управления по квадратичному закону и при дополнительном управлении (см. рис. 3 и 4 приложения). В разработанной аппаратуре использованы оба вида статических преобразователей: первый при компарировании мощности для  $0,5 < \cos \varphi < 1$ , второй — для  $0,1 < \cos \varphi < 0,5$ . Для первого вида компарирования необходимы два преобразователя со строго квадратичными и идентичными характеристиками, для второго — достаточно, чтобы была идентичность этих характеристик.

Ввиду того, что к приемным преобразователям, используемым в компараторах первого вида, предъявляют более жесткие требования, чем во втором, казалось бы следует пользоваться только компараторами второго вида. Ниже при рассмотрении внешних влияний на компараторы показана ошибочность этой точки зрения.

В настоящее время известны два способа получения квадратичных вольт-амперных характеристик:

1) суммирование э. д. с. двух последовательно включенных терморезисторов, нагреватели которых также соединены последовательно, причем один из них выполнен из чистого металла [4]. Этот способ нерационален, так как приводит к изменению суммарного сопротивления нагревателей, а следовательно, и масштабных коэффициентов;

2) снижение рабочей температуры в преобразователе до нескольких градусов. Это, однако, приводит к резкому снижению т. э. д. с.



Фотокомпенсационные усилители позволяют использовать для схем компараторов одноэлементные термопреобразователи, выпускаемые промышленностью. Погрешности компараторов в такой схеме зависят от постоянства коэффициента усиления и больше, чем в компараторах без усилителей.

Наиболее рациональным способом увеличения т. э. д. с. является создание многоэлементных преобразователей. Такие преобразователи были разработаны во ВНИИМ [5] при создании установок типа УВ-1. Однако повышение требований к точности компарирования привело к необходимости изменить их конструкцию.

Исследование большого числа многоэлементных преобразователей показало, что с большой степенью точности их вольт-амперные характеристики можно выразить зависимостью

$$e = bI^2 + cI^3, \quad (20)$$

где  $b$  и  $c$  — коэффициенты пропорциональности.

Предположив, что характеристики двух используемых в компараторе преобразователей подобны, т. е. что  $b_1 = b_2 = b$  и  $c_1 = c_2 = c$ , определим погрешность компарирования, обусловленную вторым членом выражения (20). Разность т. э. д. с.  $e$  двух встречно включенных термопар, э. д. с. каждой из которых  $e_1$  и  $e_2$  будет

$$e_1 = e_{II} - e_{II'} = b(I_{II}^2 - I_{II'}^2) \left[ 1 + \frac{c}{b} \left( I_{II} + I_{II'} - \frac{I_{II}I_{II'}}{I_{II} + I_{II'}} \right) \right], \quad (21)$$

где

$$I_{II} = I_I + I_U \text{ и } I_{II'} = I_I - I_U. \quad (22)$$

Здесь  $I_I$  и  $I_{II}$  токи в нагревателях первого и второго преобразователей, а  $I_I$  и  $I_U$  — токи, пропорциональные соответственно току в последовательной цепи компаратора и напряжению в его параллельной цепи.

При строго квадратичной характеристике, т. е. когда в выражении (20) нет второго члена, действительное значение мощности  $P_x$  определяется формулой

$$P_x \approx I_{II}^2 - I_{II'}^2. \quad (23)$$

Из выражения (21) следует, что

$$P_x = \frac{e}{b \left[ 1 + \frac{c}{b} \left( I_{II} + I_{II'} - \frac{I_{II}I_{II'}}{I_{II} + I_{II'}} \right) \right]}. \quad (24)$$

При включении компаратора в цепь постоянного тока (индекс 0) получим то же значение э. д. с.  $e$

$$e = b(I_{II0}^2 - I_{II'0}^2) \left[ 1 + \frac{c}{b} \left( I_{II0} + I_{II'0} - \frac{I_{II0}I_{II'0}}{I_{II0} + I_{II'0}} \right) \right]. \quad (25)$$

Мощность, определенная по показаниям образцовой аппаратуры постоянного тока, равна

$$P_n = \frac{e}{b \left[ 1 + \frac{c}{b} \left( I_{II0} + I_{II'0} - \frac{I_{II0}I_{II'0}}{I_{II0} + I_{II'0}} \right) \right]}, \quad (26)$$

так как

$$P_n \equiv I_{II0}^2 - I_{II'0}^2.$$



Относительная погрешность сравнения мощностей, вызванная отступлением реальной вольт-амперной характеристики от квадратичной, будет равна

$$\gamma_P = \frac{P_n - P_d}{P_n}$$

Подставляя в эту формулу значения  $P_n$  и  $P_d$  из уравнений (26) и (24) и принимая во внимание, что в выражении (25)

$$1 \gg \frac{c}{b} \left( I_I + I_{II} - \frac{I_I I_{II}}{I_I + I_{II}} \right),$$

получаем

$$\gamma_P \approx \frac{c}{b} \left[ (I_{If} + I_{IIIf}) - (I_{I0} + I_{II0}) + \frac{I_{I0} I_{II0}}{I_{I0} + I_{II0}} - \frac{I_{If} I_{IIIf}}{I_{If} + I_{IIIf}} \right]. \quad (27)$$

Эта погрешность существенно зависит от коэффициента мощности, при котором производится проверка. Наименьшей погрешность будет при  $\cos \varphi = 1$ , что доказывается следующим образом.

При  $\cos \varphi = 1$  различия в токах  $I_{I0}$  и  $I_{II0}$  так же, как  $I_{II0}$  и  $I_{IIIf}$ , обусловлены погрешностями приборов, с помощью которых устанавливают значения этих величин.

Полагая, что погрешность приборов  $\gamma$  одинакова для установления тока и напряжения, вычислив ее составляющие и приняв во внимание равенство (22), получаем

$$\gamma_P = \frac{c}{b} \left[ 1,5 (I_{If} - I_{I0}) + \frac{I_{UI}^2}{2I_{If}} - \frac{I_{U0}^2}{2I_{I0}} \right], \quad (28)$$

положив, что

$$I_{I0} = I_{If} (1 - \gamma) \quad \text{и} \quad I_{U0} = I_{UI} (1 - \gamma).$$

Допуская, что  $\frac{\gamma(3+\gamma)}{1-\gamma} \approx 3\gamma$  будем иметь окончательно

$$\gamma_P = 1,5\gamma \frac{c}{b} \left( I_{If} - \frac{I_{UI}^2}{I_{If}} \right). \quad (29)$$

При  $I_I = I_U$  член в квадратных скобках выражения (29) будет равен нулю, следовательно и  $\gamma_P = 0$ . Чтобы обеспечить наименьшую погрешность, обусловленную отклонением вольт-амперной характеристики от квадратичного закона, целесообразно токи в нагревателях преобразователей, пропорциональные токам в последовательной и параллельной цепях компаратора, выбирать одинаковыми. При неравенстве их и использовании многоэлементных преобразователей, у которых  $c \ll b$  погрешность  $\gamma_P$  для  $\cos \varphi = 1$  оказывается на 5—6 порядков ниже погрешности приборов, применяемых для установления значений тока и напряжения при проверке ваттметров.

При  $\cos \varphi \neq 1$  и  $I_I = I_U$  погрешность будет равна

$$\gamma_{P(\cos \varphi \neq 1)} = \frac{c}{b} \left\{ I_{I0} \left[ 2\sqrt{2} \cos \left( 45 - \frac{\varphi}{2} \right) - \frac{\sin \varphi}{\sqrt{2} \cos \left( 45 - \frac{\varphi}{2} \right)} \right] + \frac{I_{U0}^2}{2I_{I0}} - 1,5I_{I0} \right\}. \quad (30)$$

Первый и третий члены формулы (30) конечны. Второй член при  $\cos \varphi = 0$  стремится к бесконечности, так как при включении схемы в цепь

постоянного тока, по условиям поверки ваттметра, напряжение, а следовательно, и  $I_U$  сохраняются неизменными, ток же  $I_I$  должен быть уменьшен в число раз, равное  $\cos \varphi$ , т. е. должен равняться нулю. Очевидно, второй член и будет определять всю погрешность  $\gamma_p$ , также стремящуюся к бесконечности. Однако ваттметры при  $\cos \varphi = 0$  поверяют без компарирования следующим образом.

По компаратору устанавливают мощность, равную нулю, и определяют смещение указателя с нулевой отметки поверяемого прибора. При этом теряется смысл понятия «погрешность компарирования», так как этой погрешности нет.

Разработанная аппаратура должна обеспечивать поверку ваттметров с использованием преобразователей, имеющих квадратичную характеристику только при  $\cos \varphi = 1$ . Известно, что при поверке таких ваттметров, помимо основной погрешности и смещения с нулевой отметки определяют еще и изменение показания прибора при следующем изменении режима: показание прибора устанавливают при  $U_n, I = 0,5I_n$  и  $\cos \varphi = 1$ , затем, сохраняя неизменным  $U_n$ , устанавливают  $I = I_n$ , а  $\cos \varphi = 0,5$ . В этом случае погрешность от неквадратичности может быть вычислена по формуле (30).

Величины  $c$  и  $b$  определены для ряда преобразователей. Они колеблются в небольших пределах и для расчета погрешности можно брать их средние значения. При  $c = 5 \cdot 10^{-6}$ ,  $b = 2 \cdot 10^{-2}$  и  $I_I = I_U = 10$  ма относительная погрешность измерения мощности будет  $\sim 0,01\%$ . Приведенная же погрешность при этом будет не более  $0,005\%$ .

Полученный результат свидетельствует о том, что метод, первоначально предназначавшийся для поверки ваттметров при  $\cos \varphi = 1$ , может быть использован и для поверки их с номинальными коэффициентами  $0,5 < \cos \varphi < 1$ . При этом снижается чувствительность компаратора, которая может быть восстановлена путем использования резервной чувствительности указателя равновесия.

Приведенные рассуждения о значениях погрешности справедливы только при подобии двух преобразователей, используемых в схеме компаратора мощности. При строгой квадратичности нарушение подобия характеристик легко устраняется искусственным уравниванием компаратора по току и напряжению. Достигнутое в этом случае подобие характеристик сохраняется при любых значениях токов и напряжений, в которых не нарушается квадратичность характеристики [5]. Наличие второго члена в формуле (20) приводит к нарушению этого подобия. Цель уравнивания по току, проводимого при последовательном соединении нагревателей двух преобразователей и встречном включении терморпар — получение нулевой разности э. д. с. за счет изменения сопротивления, шунтирующего нагреватель более чувствительного преобразователя, т. е. получение

$$e = e_1 - e_2 = b_1 I_1^2 - b_2 I_{II}^2 + c_1 I_1^3 - c_2 I_{II}^3 = 0.$$

При  $I_1 = k I_{II}$

$$e = (b_1 k^2 - b_2) I_{II}^2 + (c_1 k^3 - c_2) I_{II}^3 = 0. \quad (31)$$

Равенство (31) справедливо для любых токов, если

$$k = \sqrt{\frac{b_2}{b_1}} = \sqrt[3]{\frac{c_2}{c_1}}. \quad (32)$$

Если же

$$b_1 k^2 - b_2 = \delta b, \quad \text{а} \quad c_1 k^3 - c_2 = \delta c, \quad (33)$$

то при токе  $I_{II}$  условием уравновешенности будет

$$\Delta e = \delta b I_{II}^2 + \delta c I_{II}^3 = \delta b + \delta c I_{II} = 0.$$

При любом токе  $I'_{II}$ , отличном от  $I_{II}$ , уравновешенность нарушается, и появится разность т. э. д. с.  $\Delta e$

$$\Delta e = \delta b I_{II}'^2 + \delta c I_{II}'^3 \neq 0. \quad (34)$$

Значение  $k$  определяем из формулы (31). Так как  $b \gg c_1 I_2$ , то считая  $k \approx \approx 1$ , получим

$$k \approx \sqrt{\frac{b_2 + c_2 I_{II}}{b_1 + c_1 I_{II}}}, \quad (35)$$

или при  $k$ , существенно отличающемся от единицы

$$k' = \sqrt{\frac{b_2 + c_2 I_{II}}{b_1 + k c_1 I_{II}}}, \quad (36)$$

где  $k$  — получено из формулы (35).

Зная  $k$  или  $k'$ , можно из формулы (33) найти  $\delta b$  и  $\delta c$ , которые должны иметь разные знаки. Чтобы определить ток, при котором напряжение  $\Delta e$  максимально, необходимо производную по току  $I_{II}$  уравнения (34) приравнять нулю. При этом

$$I'_{II \max} = \frac{2\delta b}{3\delta c} \quad (37)$$

и

$$\Delta e_{\max} = \frac{4}{27} \cdot \frac{\delta b^3}{\delta c^2}. \quad (38)$$

Приведенная погрешность  $\gamma_{1,2}$  измерения мощности, обусловленная нарушением подобия характеристик и вызываемым этим нарушением уравновешенности по току, будет

$$\gamma_{1,2} < \frac{\Delta e_{\max}}{e_n}. \quad (39)$$

Уравновешивание по напряжению при параллельном соединении нагревателей с помощью регулируемого сопротивления, включенного последовательно с одним из нагревателей, можно выполнить после уравновешивания по току и при том же значении тока, при котором выполнено уравновешивание по току. При этом дополнительная погрешность от нарушения уравновешивания по напряжению будет того же порядка, что и в формуле (39), т. е. меньше 0,001%. Следует отметить, что от нарушения характеристик при  $\cos \varphi = 0$  увеличивается погрешность поверки ваттметров. Однако в этом случае ее можно исключить полностью, для чего уравновешивание преобразователей по току и напряжению следует проводить при том же токе, который фактически проходит по нагревателям в момент измерения мощности при  $\cos \varphi = 0$ . При сдвиге фазы на  $90^\circ$  токи (по модулю) в обоих нагревателях одинаковы и равны корню квадратному из суммы квадратов токов, пропорциональных токам в последовательных и параллельных цепях компаратора. Вычислив эти значения тока, подбирают шунт и добавочное сопротивление таким образом, чтобы произвести уравновешивание по току и напряжению при найденном токе.

В методе равных температур [2] нарушение квадратичности характеристики преобразователя принципиально не дает погрешности при любых  $\cos \varphi$ . Требования к идентичности характеристик обоих преобразователей при методе равных температур такие же, как и в рассмотренном



ранее случае. Интересно отметить, что метод измерения мощности со статическими преобразователями, управляемыми по квадратичному закону, при  $\cos \varphi = 0$  совпадает с методом равных температур, так как токи в обоих нагревателях, хотя и сдвинуты на  $90^\circ$  по фазе, но одинаковы по величине. Этим обуславливается равенство температур нагревателей.

К числу специфических погрешностей при измерении мощности следует отнести также угловую погрешность компаратора мощности, аналогичную угловой погрешности любого ваттметра. Зависимость этой погрешности от постоянных времени элементов цепи компаратора и от изменения частоты дана в формулах (15)—(19).

Изменение температуры влияет как на погрешность названных выше компараторов, так и на коэффициенты масштабных и приемных преобразователей и на параметры вспомогательной цепи уравнивания.

При компарировании тока и напряжения и наличии вспомогательной цепи уравнивания в момент компенсации выходного параметра преобразователя, т. е. при  $\alpha = 0$ , выражения (6) можно представить в виде

$$k_n^2 k x^2 = E_n \frac{R_k}{R_k + R_y},$$

откуда

$$x^2 = E_n \frac{R_k}{R_k + R_y} \cdot \frac{1}{k_n^2 k}.$$

Логарифмируя и дифференцируя последнее выражение, получаем

$$2 \frac{dx}{x} = \frac{dE_n}{E_n} + \frac{dR_k}{R_k} - \frac{d(R_k + R_y)}{R_k + R_y} - 2 \frac{dk_n}{k_n} - \frac{dk}{k}.$$

Относительная погрешность компарирования тока и напряжения, вызванная изменением температуры на  $\Delta t$ , равна

$$\gamma_{\theta I; U} = \frac{1}{2} \Delta t \left[ \alpha_{E_n} + \alpha_{R_k} \left( 1 - \frac{R_y}{R_k + R_y} \right) - \alpha_{R_y} \frac{R_y}{R_k + R_y} - 2\alpha_{k_n} - \alpha_k \right], \quad (40)$$

где  $\alpha$  — соответствующие температурные коэффициенты элементов.

Преобразуя аналогично выражения (7) и (8), находим погрешность компарирования мощности, вызванную изменением температуры  $\Delta t$ :

для компаратора мощности при квадратичном управлении преобразователей

$$\begin{aligned} \gamma_{\theta P} = \Delta t \left[ \alpha_{E_n} + \alpha_{R_k} \left( 1 - \frac{R_y}{R_k + R_y} \right) - \right. \\ \left. - \alpha_{R_y} \frac{R_y}{R_k + R_y} - \alpha_k - \alpha_{kn1} - \alpha_{kn2} \right] \end{aligned} \quad (41)$$

и для компаратора мощности при дополнительном управлении

$$\gamma_{\theta P} = \Delta t \left[ 2\alpha_{E_n} - 2 \frac{d(R_2 + R_y)}{R_2 + R_y} - \alpha_k - \alpha_{kn1} - \alpha_{kn2} \right]. \quad (42)$$

В случае компарирования мощности с преобразователями, управляемыми по квадратичному закону, погрешность, обусловленная нестабильностью э. д. с. источника питания  $E_n$ , будет равна относительному изменению тока во вспомогательной цепи уравнивания. Для случая компарирования мощности при дополнительном управлении — удвоенному значению относительного изменения этого тока.

Зависимости погрешностей и чувствительности компараторов от параметров их цепей и измеряемых величин дают возможность сопоставить оба метода компарирования мощности.



Из таблицы в приложении видно, что при измерении мощности метод равных температур имеет только одно преимущество перед методом квадратичного управления: он исключает дополнительную погрешность, вызванную отклонением характеристики преобразователя от строго заданной функциональной связи между входными и выходными параметрами. Это преимущество следует иметь в виду только при использовании преобразователей, в которых вольт-амперные характеристики очень далеки от квадратичных. При наличии многоэлементных преобразователей, для которых справедливо уравнение (20) со значениями  $b$  и  $c$ , указанными в тексте, метод равных температур можно применять для сравнительно неточных измерений при малых номинальных  $\cos \varphi_a$ . Во всех остальных случаях предпочтительнее метод квадратичного управления. Справедливость этого заключения становится очевидной, если учесть внешние влияния и обуславливаемые ими большие погрешности метода равных температур.

Ниже приведены способы расчета отдельных элементов цепей компаратора, обеспечивающие при использовании соотношений (15)–(42) компарирование с заданной погрешностью.

К элементам компаратора относятся приемные и масштабные преобразователи и вспомогательная цепь уравнивания вместе с указателем равновесия.

Требования, предъявляемые ко всем элементам за исключением указателя равновесия, должны обеспечивать компарирование мощности с необходимой погрешностью. Это объясняется, во-первых, тем, что к элементам, используемым при компарировании мощности, предъявляют ряд требований, не влияющих на компарирование тока и напряжения, и, во-вторых, тем, что изменение частоты, а также внешние влияния сильнее сказываются при компарировании мощности, чем при компарировании тока и напряжения (см. приложение).

При выборе указателя равновесия, вопреки сказанному, следует исходить из требования обеспечить с необходимой погрешностью компарирование тока и напряжения, а не мощности.

Собственно компаратор — это не измерительный прибор, а только устройство для сравнения измеряемых и эквивалентных им величин. Поэтому без аппаратуры постоянного тока невозможно оценить даже погрешности компарирования, т. е. невозможно производить относительные измерения. При выборе ее также следует исходить из необходимости обеспечить требуемую погрешность измерения мощности, так как при проверке ваттметров погрешность аппаратуры постоянного тока в предельном случае равна сумме погрешностей ее при измерении тока и напряжения.

Известно, что погрешность измерения переменного тока при использовании компарирующих устройств равна сумме погрешностей компарирования и аппаратуры постоянного тока. Чтобы обеспечить поверку приборов классов 0,1–0,2 в соответствии с требованиями ГОСТ 1845–59 «Приборы электроизмерительные. Общие технические требования» без введения поправок на образцовую аппаратуру, погрешность последней не должна превышать 0,02–0,04% соответственно. Допускаемая погрешность аппаратуры постоянного тока должна при этом не превышать 0,01%. Такому требованию удовлетворяют выпускаемые промышленностью приборы. Создание же компаратора, в котором погрешность компарирования не превышала бы 0,01–0,03% в диапазоне частот от 50 гц до 20 кгц, представляет существенные трудности.

Компарирование с необходимой точностью может быть достигнуто только при заданной комплектной чувствительности метода (см. приложение и формулы (13) и (14).

Комплектной чувствительностью компараторов называют произведение чувствительностей приемного и масштабного преобразователей и чувствительности указателя равновесия во вспомогательной цепи уравновешивания. При неизменной величине каждого из двух указанных множителей погрешность компарирования определяется чувствительностью указателя равновесия, и выбор его в соответствии с этим не может быть произвольным.

При линейности коэффициентов преобразования масштабных преобразователей  $k_{m1}$  из формул (14)—(16) можно получить выражения, позволяющие установить минимальные значения  $y_{min}$  с той же погрешностью компарирования  $\gamma_x$ , что и при номинальном значении компарируемой величины. Погрешность компараторов определяется приведенной погрешностью. Относительная же погрешность при уменьшении компарируемой величины возрастает. То же наблюдается и в поверяемых приборах, где приведенные погрешности совпадают с относительными только для крайних отметок шкал.

Относительная погрешность  $\gamma$  в любой другой точке шкалы, выраженная через приведенную, равна

$$\gamma = \gamma_{пр} \frac{x_n}{x},$$

где  $x_n$  и  $x$  — значения измеряемой величины: номинальное и в данной точке соответственно.

Очевидно, при этом возможно возрастание по линейному закону относительной погрешности образцовой аппаратуры и компаратора как ее составной части.

Это требование осуществляется при компарировании мощности компараторами обоих типов, так как в них относительная погрешность возрастает обратно пропорционально измеряемой величине. Установленная при номинальной мощности чувствительность указателя равновесия, обеспечивающая компарирование с заданной погрешностью, будет достаточна при поверке любой точки шкалы прибора.

В компараторах же тока и напряжения (см. приложение) уменьшение измеряемой величины в  $n$  раз вызывает увеличение погрешности в  $n^2$  раз. При этом нарушается необходимое соотношение погрешностей образцовой и поверяемой аппаратуры, установленное для поверки крайней отметки шкалы прибора. Для его восстановления следует рекомендовать указатели равновесия к компараторам тока и напряжения с избыточной чувствительностью, которую можно использовать при уменьшении измеряемой величины до 50% от номинальной.

Второй путь повышения комплектной чувствительности метода компарирования заключается в том, что в процессе поверки изменяют коэффициент преобразования или чувствительность масштабных преобразователей, обеспечивающий сохранение неизменной (или изменяющейся в заданных пределах) получаемой на выходе масштабного преобразователя величины.

Этот способ нерационален, так как при указанной конструкции компаратора применение его возможно только при изменении коэффициента преобразования масштабного преобразователя в цепи напряжения; в цепи же тока это достигается только заменой одного шунта другим, что по условиям поверки не допускается. Использование гальванометра с фотокомпенсационным усилителем, имеющим чувствительность до  $10^6$  дел/а, в качестве индикатора равновесия к компаратору обеспечивает необходимую чувствительность компарирования во всем рабочем диапазоне шкал подлежащих поверке приборов.

Значительно сложнее создать при необходимой точности компарирования элементы компараторов с заданной частотной характеристикой. Требования к этим элементам компараторов устанавливаются из формул (15)—(19) следующим образом.

Положим в формуле (19)  $\cos \varphi = 1$ , тогда по заданной приведенной погрешности мощности  $\gamma_{P_{пр}}$  можно определить допустимые относительные погрешности при компарировании тока  $\gamma_I$  и напряжения  $\gamma_U$  соответственно.

Далее, положив  $\gamma_I = \gamma_U = 0$  и  $\cos \varphi = 0$ , из того же выражения (19) можно получить допустимые значения углов сдвига фаз  $\delta_I$  и  $\delta_U$ .

Значения предельных погрешностей при различных частотах и  $\cos \varphi$  даны в табл. 1.

Таблица 1

Граничная частота, кГц	cos φ	Погрешность, ×10 <sup>4</sup>			Углы ×10 <sup>4</sup> , рад	
		$\gamma_{P_{пр}}$	$\gamma_I$	$\gamma_U$	$\delta_I$	$\delta_U$
2,5	1	1	0,5	0,5	—	—
20	1	2	1	1	—	—
2,5	0	2	—	—	1	1
20	0	4	—	—	2	2

Полученные значения  $\gamma_I$ ,  $\gamma_U$ ,  $\gamma_{P_{пр}}$ ,  $\delta_I$  и  $\delta_U$  позволяют рассчитать допустимую остаточную реактивность элементов компаратора.

В выражении (15) погрешности компарирования тока имеется множитель  $R_2/R_1 + R_2$ , где  $R_1$  — сопротивление шунта в последовательной цепи компаратора, а  $R_2$  — сопротивление цепи нагревателей, включаемых параллельно шунту. При заданных пределах измерения аппаратуры по току это отношение может изменяться от 1 до 0,5. Так как постоянная времени  $\tau_c = CR_1$  мала, то допуская, что в худшем варианте  $\tau_1$  и  $\tau_2$  равны по величине, но противоположны по знаку, получим

$$\gamma_I = \frac{1}{2} \omega^2 \tau_1^2 \quad \text{или} \quad \tau_1 \leq \frac{\sqrt{2\gamma_I}}{\omega}. \quad (15')$$

При тех же допущениях определим по формуле (16) углы сдвига фаз между током в последовательной цепи компаратора и пропорциональным ему током в нагревателях преобразователей

$$\delta_I = 2\omega\tau_1. \quad (16')$$

Для оценки допустимых значений постоянных времени параллельной цепи компаратора воспользуемся формулами (17) и (18).

При входном сопротивлении параллельной цепи компаратора 50 ом/в можно считать, что сопротивление  $R_1$  (см. приложение) приблизительно равно сумме сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , где  $R_1$  — сопротивление нагревателя преобразователя. Можно считать, что  $\tau_{c1} \approx \tau_1$ , а  $\tau_{c2} = 0$ . Тогда

$$\gamma_U = -\omega^2 3\tau_1^2 \quad \text{или} \quad \tau_1 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\gamma_U}{3}}. \quad (17')$$

$$\delta_U = 2\omega\tau_1. \quad (18')$$

Пользуясь выражениями (15')—(18'), получим предельные значения постоянных времени цепей, при которых может быть обеспечена требуемая точность поверки приборов.



Наиболее жесткие требования в отношении постоянных времени предъявляются к элементам цепи при проверке ваттметров, когда  $\cos \varphi = 0$ . Постоянные времена цепей тока и напряжения для двух граничных значений частот 2,5 кГц и 20 кГц в этом случае равны соответственно  $3 \cdot 10^{-9}$  сек и  $1 \cdot 10^{-9}$  сек.

Эти значения постоянных времени занижены из-за принятых нами допущений, однако на них основывался выбор конструкции узлов компаратора.

Цепь тока в компараторах мощности состоит из включенных последовательно нагревателей преобразователей, шунтированных либо только двумя сопротивлениями по 50 ом каждое, либо (если компарируемые токи больше номинальных токов нагревателей) дополнительно — шунтом. Указанные выше значения постоянных времени относятся целиком ко всей цепи тока. Обеспечить получение таких малых постоянных времени возможно только при специальной конструкции приемных преобразователей и сопротивлений, шунтирующих их нагреватели.

Помимо частотной независимости, к термопреобразователям — основному узлу термоэлектрических компараторов — предъявляется ряд требований:

- а) вольт-амперные характеристики должны быть квадратичны и подобны;
- б) коэффициент преобразования не должен зависеть от внешних влияний;
- в) температурный коэффициент должен быть по возможности малым;
- г) инерционность преобразователей — тепловая постоянная времени — должна быть минимальной.

Термопреобразователи с квадратичными характеристиками создавали при разработке установки типа УВ-1 [2]. Конструкция их и способы получения подобия характеристик описаны в статье [5]. Результаты исследования преобразователей [6] показали, что данная конструкция обеспечивает достаточно широкий диапазон частот применения преобразователей, однако их температурный коэффициент сравнительно высок (0,008 мВ/град), кроме того, они имеют заметную инерционность (0,15—0,09 сек), различную при включении и выключении преобразователя. В связи с этим при разработке преобразователей для компараторов повышенной точности были приняты меры к улучшению двух последних характеристик. Задача снижения температурного коэффициента преобразователей очень сложна. Независимость же его от температуры можно достигнуть, если поддерживать последнюю постоянной, что обеспечивает герметичная конструкция и возможность погружения преобразователя в масляный термостат. Следует отметить, что, помимо герметичности, в термопреобразователе ТЭМ-4 второй нагреватель, предусмотренный для осуществления метода равных температур, имеет большее сопротивление, чем основной. При этом для получения того же значения компенсируемой мощности тока, необходимые для вспомогательного нагревателя, можно выбрать меньшими. Это необходимо, чтобы обеспечить меньшую погрешность от нестабильности э. д. с. вспомогательного источника напряжения в цепи дополнительного управления (см. приложение 1, строка 4).

Наиболее трудно обеспечить требуемую постоянную времени цепи тока при наличии шунтов. Сложная сама по себе, эта задача затрудняется необходимостью обеспечить низкий температурный коэффициент шунтов, чтобы избавиться от погрешности, обуславливаемой их самонагревом. Изменение температуры шунта приводит не только к изменению его сопротивления, тем большему, чем выше температурный коэффициент манганина, из которого он сделан, но и к возникновению т. э. д. с. в местах



соединения меди с марганцем. Это, в свою очередь, приводит к изменению падения напряжения на шунтах при неизменном токе, проходящем по шунту в двух направлениях.

Известно, что чем меньше сопротивление, тем более индуктивный характер оно имеет. Поэтому при изготовлении шунтов для переменного тока стремятся путем улучшения конструкции обеспечить минимальную их индуктивность, частично компенсируя ее собственной емкостью. Шунты на большие токи целесообразно изготавливать из ленточного марганца в виде бифилярной петли. Если ширина марганциновой ленты  $b$ , длина петли  $l$  и расстояние между центрами ленты  $a$ , при условии, что  $a \ll b$ , индуктивность шунта  $L$  можно рассчитать по формуле

$$L = 4l \frac{a}{b} 10^{-9} \text{ гн.}$$

Постоянную времени шунта  $\tau$  при этом находят из выражения

$$\tau = \frac{L}{R_{ш}} \text{ сек.}$$

Значения  $l$  и  $b$  определяют для каждого шунта при наименьшей температуре перегрева и заданном сопротивлении. В табл. 2 дана характеристика шунтов из ленточного марганца толщиной 0,06 мм и с расстоянием между центрами ленты  $a = 0,01$  см

Таблица 2

Номинальный ток $I_{ш}$ , а	Сопротивление шунта $R_{ш}$ , ом	Длина шунта $l$ , см	Ширина ленты $b$ , см	Индуктивность шунта $L$ , $10^{-9}$ гн	Постоянная времени шунта $\tau$ , $10^{-6}$ сек	Площадь охлаждения $S$ , см <sup>2</sup>	Удельная мощность $P_{уд}$ , мвт/см <sup>2</sup>	Перегрев $\theta$ , °C
25	0,02	13,35	9,2	0,5	2,9	246	51,5	25,7
10	0,05	13,80	3,8	0,14	2,8	100	50	25
5	0,1	14,5	2,0	0,29	2,9	58	44,7	22,3
2,5	0,2	14,7	1,0	0,59	2,95	29,4	42,5	21,3
1,0	0,5	14,65	0,3	1,96	3,92	8,79	57,2	28,6
0,5	1,0	22,8	0,3	3,04	3,04	13,7	18,3	9,2

Шунты для токов, меньших 0,5 а, изготавливают из марганциновой проволоки. Если их изготовить в виде бифилярной обмотки, то индуктивность такого контура при диаметре провода  $d$  будет равна

$$L = 4l \cdot 10^{-7} \left( \ln \frac{2a}{d} + \frac{1}{4} \right).$$

Минимальное отношение  $2a/d$  в этом случае равно 2. Соответствующая ему минимальная индуктивность равна  $4 \cdot 10^{-7}$  гн/м. Постоянная времени для шунтов с сопротивлением более 1 ом велика, и в связи с этим шунты для токов 0,05—0,25 а выполняют в виде встречной обмотки. Их индуктивность рассчитывают по формуле

$$L = 4l \cdot 10^{-7} \left( \ln \frac{2a}{d} + \frac{1}{4} - A \right),$$

где  $l$  — длина всей петли;

$A = f(n)$  ( $n$  — число пар витков).

Для различных шунтов расчетные значения индуктивности и постоянной времени даны в табл. 3.

В настоящее время ВНИИМ не располагает аппаратурой, позволяющей измерить постоянные времена четырехзажимных сопротивлений с необходимой точностью. В связи с этим полученные расчетные данные можно проверить только либо косвенно, либо (для шунтов сопротивлением более 2 ом) очень приблизительно, определением постоянных времени при двухзажимной схеме их включения на шестиплечем мосте. Экспериментальные данные сравнительно хорошо согласуются с расчетными и показывают необходимость компенсации остаточной реактивности шунтов. Данные этих измерений приведены в последней графе табл. 3.

Таблица 3

$I_n, \text{ а}$	$R_{ш}, \text{ ом}$	$a, \text{ мм}$	$d, \text{ мм}$	$l, \text{ см}$	$\Delta$	$L, 10^{-9} \text{ см}$	$\tau, \text{ сек}$	
							расчетн.	измеренные на мосте, $\times 10^6$
0,25	2,6	0,6	0,35	45	0,2	234	90,0	52
0,1	6,95	0,4	0,2	25	0,213	185,5	26,7	44,0
0,05	21,0	0,3	0,15	22,5	0,213	185,5	8,7	2,0

Постоянные времена шунтов с сопротивлениями 0,02 ÷ 1 ом можно определить только косвенно по изменению коэффициента деления тока в цепи, представляющей собой параллельное соединение исследуемого шунта и нагревателя преобразователя, подобного тому, в комплекте с которым шунт будет использован в реальных схемах измерения тока и мощности. При неизменном токе в неразветвленной части цепи, контролируемом с помощью частотонезависимого устройства, при изменении частоты наблюдается перераспределение тока между шунтом и нагревателем преобразователя. Это объясняется различием постоянных времени обеих частей делителя и, таким образом, характеризует частотную погрешность всего устройства при измерении тока. Для контроля тока в неразветвленной цепи применяют термопреобразователь, через нагреватель которого можно пропустить тот же ток, что и по исследуемому шунту. Если этот термопреобразователь, играющий роль образцового прибора, использовать в режиме одновременного компарирования, то при частотах до 20 кГц можно считать, что он не внесет погрешности, когда за действительное значение постоянного тока, эквивалентного измеряемому переменному, будет взято среднее, полученное при двух полярностях постоянного тока [7].

Параллельную цепь компаратора составляют магазин сопротивления с последовательно включенными нагревателями преобразователей.

Основное требование к добавочному сопротивлению, как и ко всякому преобразователю напряжения в ток, является независимость его коэффициента преобразования от внешних влияний. Наиболее существенным требованием является независимость полного сопротивления от изменения частоты. Требованиям к постоянным времени для параллельной цепи (см. стр. 99) могут удовлетворять непроволочные сопротивления. Однако их большой температурный коэффициент, приводящий к заметному изменению сопротивления в процессе компарирования, исключает возможность применения таких сопротивлений.

Наименьшей остаточной реактивности сопротивлений до 1500 ом можно достигнуть при встречных обмотках на тонких пластинках [7]. Большие сопротивления наматывают унифицирующе.

температурный режим работы, добавочное сопротивление следует выполнять секционным. Большое число пластин секций вызывает появление емкости между пластинами. Важно, чтобы эта емкость, шунтирующая все добавочное сопротивление и приводящая к увеличению частотной погрешности компаратора, была минимальной (не более  $0,4 \text{ пф}$ ). Снизить эффект емкостного шунтирования можно, применив экранные пластины, располагаемые рядом с пластинами, на которых намотаны добавочные сопротивления. Если реактивность носит индуктивный характер, то компенсировать ее возможно путем присоединения конденсаторов определенной емкости параллельно части добавочного сопротивления.

На частотную характеристику компаратора оказывают влияние его вспомогательные цепи, используемые для балансировки преобразователей по току и напряжению.

Особенно трудно выполнить частотонезависимыми сопротивления, регулируемые с большой плавностью и в широких пределах, которые включают последовательно с нагревателями преобразователей.

Для того чтобы остаточная реактивность была минимальной, эти сопротивления выполнены из ленточного марганца в виде бифилярной петли, по которой перемещается щетка, замыкая накоротко петли. Расчет такого сопротивления показывает, что постоянная времени его менее  $1 \cdot 10^{-9} \text{ сек}$ , т. е. ее нельзя измерить современными приборами.

Сопротивление, шунтирующее нагреватель преобразователя, большое ( $10\ 000 \text{ ом}$ ), и его можно выполнить с малой остаточной реактивностью при намотке унифилярно на плоский каркас.

В цепь термоэлектрического компаратора входит вспомогательная цепь уравнивания, состоящая из регулируемого сопротивления, источника постоянного тока и миллиамперметра. В случае компарирования тока, напряжения и мощности при  $0,5 \leq \cos \varphi \leq 1$  это устройство, дополненное сопротивлением  $R_k$ , превращается в компенсационный аппарат с регулируемым рабочим током. При компарировании мощности методом равных температур источник, миллиамперметр и регулируемое сопротивление включают в цепь вспомогательного нагревателя преобразователя, создавая ток, необходимый для уравнивания температур.

Для уменьшения погрешности компарирования рабочий ток в компенсационной схеме следует плавно регулировать в широких пределах.

Рабочий ток был выбран минимальным, а именно  $2 \text{ ма}$ , что обеспечивало его постоянство в процессе компарирования и обуславливало все остальные параметры цепи.

При компарировании мощности методом равных температур ток во вспомогательном нагревателе нельзя было оставить равным  $2 \text{ ма}$ , так как для того, чтобы получить при этом необходимую дополнительную мощность, пришлось бы создавать преобразователь с высоким сопротивлением вспомогательного нагревателя. Поэтому был выбран максимальный ток в  $10 \text{ ма}$ . Плавность регулировки тока в обоих случаях была не менее  $0,001\%$ . На рис. 1 дан внешний вид компаратора, элементы которого рассчитаны по приведенным выше формулам (в центре, в специальном отсеке, показанном со снятой крышкой, расположены преобразователи и предохранители). Он является центральным узлом поверочной установки, показанной на рис. 2.

Этот комплект аппаратуры обеспечивает поверку амперметров, вольтметров и ваттметров класса  $0,1-0,2$  в широком диапазоне частот и значений компарируемых величин.



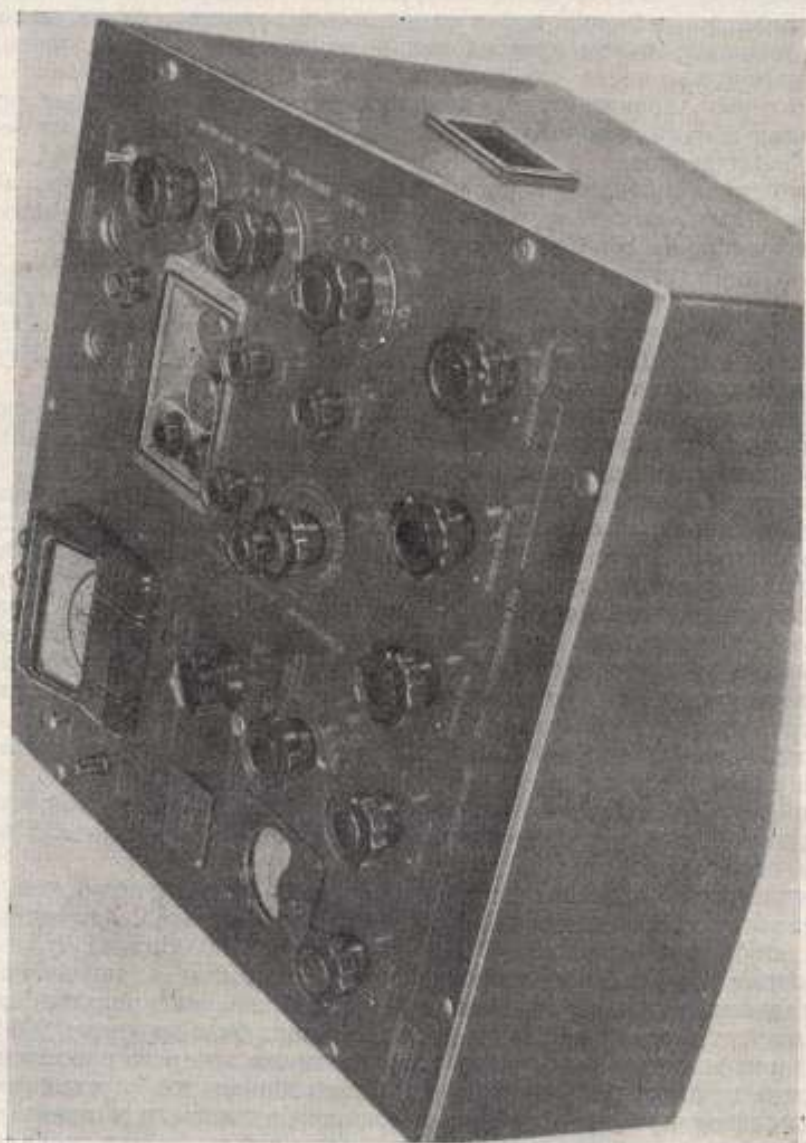


Рис. 1. Внешний вид компаратора.



Рис. 2. Центральный узел поворочной установки.

Основные характеристики компараторов

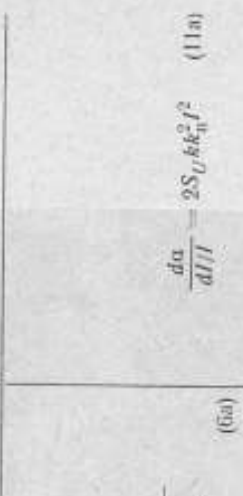
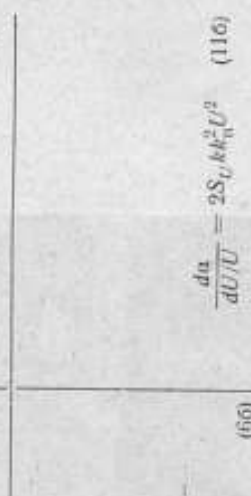
Назначение компаратора	Отделение указателя равновесия во вспомогательной цепи уравновешивания	Относительная чувствительность компаратора
	$a_U = S_U \left[ k (k_n U)^2 - E_n \frac{R_x}{R_x + R_y} \right] \quad (6a)$	$\frac{d\alpha}{dU} = 2S_U k k_n^2 U^2 \quad (11a)$
	$a_U = S_U \left[ k (k_n U)^2 - E_n \frac{R_x}{R_x + R_y} \right] \quad (6b)$	$\frac{d\alpha}{dU/U} = 2S_U k k_n^2 U^2 \quad (11b)$

Рис. 1. Компаратор тока

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}, \tau_2 = \frac{L_2}{R_2}, \tau_C = CR_3; C = C_3 + C_2.$$

Рис. 2. Компаратор напряжения

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}, \tau_2 = \frac{L_2}{R_2}, \tau_C = C_1 R_3, \tau_{C_2} = C_2 R_2.$$



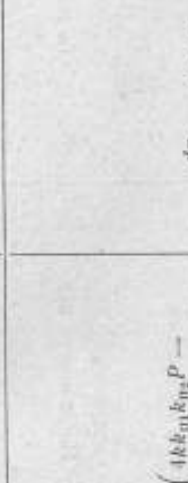
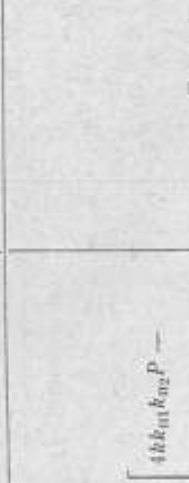
Назначение компаратора	Отделение участка разности по вспомогательной цепи уравнивания	Относительная чувствительность компаратора
	$\alpha_{\text{р}} = S_U \left( 4kk_{\text{ин}}k_{\text{н2}}P - \frac{E_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{у}}} \right) \quad (7)$	$\frac{dn}{dP/P} = 4S_U k_{\text{ин}}k_{\text{н2}}P \quad (12)$
	$\alpha_{\text{р}} = S_U \left[ 4kk_{\text{ин}}k_{\text{н2}}P - A \frac{E_{\text{н}}^2}{(R_{\text{к}}' + R_{\text{у}})^2} \right] \quad (8)$	<p>То же</p>

Рис. 3. Компаратор мощности при квадратичном управлении преобразователей

Рис. 4. Компаратор мощности при дополнительном управлении

Наименование компаратора	Погрешности компараторов			Влияние температуры окружающей среды
	вызванные кривизной чувствительности указателя равновесия	вызванные наличием остаточной реактивности элементов цепей	обусловленные вольт-амперной характеристикой преобразователя	
Рис. 1.	$\gamma_I = \frac{dI}{I} = \frac{d\alpha}{2S_U k k_n^2 I^2} \quad (13a)$	$\gamma_I = \omega^2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[ \tau_1 (\tau_2 - \tau_1) - \tau_2 \tau_C - \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\tau_2 - \tau_1 + \tau_C)^2 \right] \quad (15)$ $\delta_I = -\omega \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\tau_2 - \tau_1 + \tau_C) \quad (16)$		$\gamma_{\theta I; U} = \frac{1}{2} \Delta \left[ \alpha_{E_n} + \alpha_{R_x} \left( 1 - \frac{R_y}{R_x + R_y} \right) - \frac{\alpha_{R_y}}{R_y} \frac{R_x + R_y}{R_x + R_y} - \frac{2}{2} \alpha_{k_n} - \alpha_k \right] \quad (40)$
Рис. 2.	$\gamma_U = \frac{dU}{U} = \frac{d\alpha}{2S_U k k_n^2 U^2} \quad (136)$	$\gamma_U = -\omega^2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left[ \tau_{C1} (\tau_1 - \tau_2) + \tau_{C1} (\tau_{C2} - \tau_{C1}) + \frac{R_1}{2(R_1 + R_2)} \times \left( \tau_1 + \frac{R_2}{R_1} \tau_2 \right)^2 \right] \quad (17)$ $\delta_U = \frac{R_1 \omega}{R_1 + R_2} \left\{ \tau_1 + \frac{R_2}{R_1} \tau_2 + \tau_{C1} - \tau_{C1} + \omega^2 \tau_2 [\tau_1 \tau_{C1} - \tau_2 \tau_{C2} - \tau_{C1} (\tau_{C2} - \tau_{C1})] \right\} \quad (18)$		То же

Наименование координат ротора	вызванные холерной чувствительностью указателя равновесия	Погрешности компараторов вызванные наличием остаточной реактивности элементов цепей	обусловленные погрешности измерений преобразователя	Влияние температуры окружающей среды
Рис. 3.	$\gamma_P = \frac{dP}{P} = \frac{d\alpha}{4S_U k_{\text{нп}} k_{\text{нр}} P} \quad (14)$	$\gamma_{\text{рпб}} = \frac{UI}{U_n I_n \cos \varphi_n} \times \left\{ \left[ \gamma_I - \gamma_U - \frac{1}{2} (\delta U - \delta I)^2 \right] \cos \varphi - (\delta U - \delta I) \sin \varphi \right\} \quad (19)$	$\gamma_P (\cos \varphi + 1) = \frac{c}{b} \times \left\{ I_n \left[ \frac{2\sqrt{2} \cos \left( 45 - \frac{\varphi}{2} \right) - \sin \varphi}{\sqrt{2} \cos \left( 45 - \frac{\varphi}{2} \right)} \right] + \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{U_n}'}{2I_n} - 1,5 I_{I_n}' \right\} \quad (30)$	$\gamma_{\Theta P} = \Delta \left[ \alpha_{E_n} + \alpha_{R_n} \left( 1 - \frac{R_y}{R_x + R_y} \right) - \frac{\alpha_{R_y}}{R_y} \frac{R_y}{R_x + R_y} - \alpha_{\kappa} - \alpha_{\text{кит}} - \alpha_{\text{кит}} \right] \quad (41)$
Рис. 4.	То же	То же	Погрешности нет	$\gamma_{\Theta P} = \Delta \left[ 2\alpha_{E_n} - \frac{d(R_x' + R_y)}{R_x' + R_y} - \alpha_{\kappa} - \alpha_{\text{кит}} - \alpha_{\text{кит}} \right] \quad (42)$



#### ЛИТЕРАТУРА

1. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Многопредельный прибор термоэлектрической системы для измерения тока, напряжения и мощности. «Измерительная техника», 1963, № 2.
2. Безикович А. Я., Попов В. С. Метод и аппаратура для поверки ваттметров в диапазоне звуковых частот. Труды институтов Комитета стандартов, вып. 39 (99), М.—Л., Стандартгиз, 1960.
3. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Вольтамперваттметр для звуковых и ультразвуковых частот. Труды институтов Комитета стандартов, вып. 74 (134), М.—Л., Стандартгиз, 1963.
4. Hill J. J. A Precision Thermoelectric Wattmeter for Audio Frequencies. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, N 19, January, 1958, Part 8.
5. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Установка для поверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты. Труды ВНИИМ, вып. 28 (88), М.—Л., Машигиз, 1956.
6. Безикович А. Я., Гравин О. Н. Исследование воздушных многоэлементных термопреобразователей. Труды институтов Госкомитета стандартов, вып. 82 (142), М.—Л., Изд. стандартов, 1965.
7. Широков К. П. Комплектная установка для поверки амперметров и вольтметров при повышенной частоте переменного тока. Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), М.—Л., Стандартгиз, 1954.

Поступила в редакцию  
21/XII 1965 г.

ВНИИМ

**О МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПОВЕРКИ ПРИБОРОВ  
НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ**

Повышение производительности, надежности и точности измерительных средств требует создания автоматизированных поверочных устройств. Это относится в первую очередь к автоматизации поверки наиболее массовых и точных электронизмерительных приборов непосредственной оценки.

Одним из перспективных методов автоматической поверки приборов является поверка в динамическом режиме, т. е. при непрерывном движении указателя поверяемого прибора под действием входного сигнала вдоль шкалы без остановки над поверяемыми отметками.

Этот метод автоматизации процесса поверки наиболее прост и позволяет повысить точность и достоверность ее результатов за счет повышения точности отчета показаний и исключения субъективных ошибок поверителя, значительно облегчает труд последнего и повышает производительность поверочных работ. Однако методу поверки в динамическом режиме присуща специфическая погрешность, отсутствующая при поверке приборов в статическом режиме, т. е. при остановке указателя на каждой поверяемой отметке шкалы.

При этом, как известно, указатель поверяемого прибора визуально совмещают с серединой каждой из поверяемых отметок шкалы и по образцовому прибору любым из методов определяют действительные значения измеряемой величины, соответствующие каждому статическому положению указателя на отметке. В случае же автоматической поверки в динамическом режиме момент прохождения указателя над поверяемыми отметками автоматически фиксируется считывающим устройством и одновременно измеряется соответствующий входной сигнал.

В этом случае только при точном следовании подвижной части прибора за непрерывно изменяющимся входным сигналом измеренное значение его будет соответствовать показанию прибора.

Однако реально при таком методе поверки всегда существует динамическая погрешность, определяемая имеющимися в каждом приборе инерционностью подвижной части, моментом успокоения и противодействующим моментом. Вследствие этого подвижная часть прибора отстает от положения, определяемого входным сигналом. Поэтому значение входного сигнала, соответствующее моменту прохождения указателя над поверяемой отметкой шкалы в динамическом режиме, будет отличаться на величину динамической погрешности от значения входного сигнала, соответствующего положению указателя на той же отметке в установившемся (статическом) режиме.

Для оценки величины динамической погрешности и зависимости ее от параметров поверяемого прибора и скорости изменения входного

сигнала рассмотрим закон движения подвижной части магнитоэлектрических приборов под действием линейно изменяющегося входного сигнала. Выводы, полученные для этой группы приборов, справедливы и для других приборов непосредственной оценки, с линейными шкалами, так как основаны на общих для них конструктивных и динамических характеристиках и параметрах входного сигнала. Для упрощения выводов рассмотрим случай, когда подвижная часть прибора укреплена на подвесах или растяжках, т. е. случай движения без трения. При этом можно считать, что противодействующий момент пропорционален углу  $\alpha$  отклонения подвижной части. Трение лишь только несколько увеличит динамическую погрешность. Дифференциальное уравнение движения подвижной части в этом случае имеет вид:

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = \Psi_0 I_m \frac{t}{t_m}, \quad (1)$$

где  $J$ ,  $P$  и  $W$  — момент инерции подвижной части, коэффициент успокоения и удельный противодействующий момент;

$\Psi_0$  и  $I_m$  — магнитный поток, сцепляющийся с рамкой подвижной части прибора, и максимальное значение силы тока в рамке;

$t_m$  — длительность изменения входного сигнала от 0 до  $I_m$  или обратно.

Общее решение неоднородного дифференциального уравнения (1) можно представить в виде

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1,$$

где  $\alpha_0$  — общее решение однородного дифференциального уравнения;

$\alpha_1$  — частное решение уравнения (1).

Решение однородного дифференциального уравнения в данном случае определяется корнями характеристического уравнения

$$Jx^2 + Px + W = 0.$$

Корни этого уравнения будут [1, 2]

$$x_{1,2} = \omega_0 [-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1}], \quad (2)$$

где  $\beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}}$  — степень успокоения;

$\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{J}}$  — круговая частота собственных колебаний подвижной части.

Вид корней (2) зависит от степени успокоения  $\beta$ . Для анализа динамической погрешности метода проверки необходимо рассмотреть все три вида корней — комплексные (при  $\beta < 1$ ), действительные и равные (при  $\beta = 1$ ), действительные и разные (при  $\beta > 1$ ), так как реальные поверяемые приборы могут иметь  $1 \geq \beta \geq 1$ .

Случай периодического движения подвижной части прибора ( $\beta < 1$ ). Общее решение однородного дифференциального уравнения для случая комплексных корней (2) имеет вид:

$$\alpha_0 = e^{-\beta\omega_0 t} (C_1 \cos \sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t + C_2 \sin \sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t), \quad (3)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — постоянные, определяемые из начальных условий.

Частное решение уравнения (1) для этого случая найдем в виде

$$\alpha_1 = At + B, \quad (4)$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные коэффициенты.



Из выражения (4) определяем производные

$$\frac{d\alpha_1}{dt} = A, \quad \frac{d^2\alpha_1}{dt^2} = 0,$$

после подстановки которых в исходное уравнение (1) имеем

$$PA + W(At + B) = \Psi_0 I_m \frac{t}{I_m}. \quad (5)$$

Решая уравнение (5), определяем коэффициенты  $A$  и  $B$ :

$$A = \frac{\Psi_0 I_m}{W I_m}; \quad B = -\frac{P \Psi_0 I_m}{W^2 I_m}. \quad (6)$$

Для магнитоэлектрических приборов

$$\frac{\Psi_0 I_m}{W} = \alpha_m, \quad (7)$$

где  $\alpha_m$  — угол отклонения подвижной части, определяемый только конструктивными параметрами исследуемого прибора в статическом положении равновесия.

Исходя из выражений (6) и (7), заменяя  $\beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}}$  и  $\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{J}}$ , имеем

$$A = \frac{\alpha_m}{I_m}; \quad B = -\alpha_m \frac{P}{W I_m} = -\alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 I_m}. \quad (8)$$

Подставляя полученные значения (8) в уравнение (4), находим частное решение

$$\alpha_1 = \alpha_m \frac{t}{I_m} - \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 I_m}. \quad (9)$$

Полное решение уравнения (1) для рассматриваемого случая комплексных корней определяют из уравнений (3) и (9)

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_0 = \alpha_m \frac{t}{I_m} - \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 I_m} + e^{-\beta\omega_0 t} (C_1 \cos \sqrt{1 - \beta^2}\omega_0 t + C_2 \sin \sqrt{1 - \beta^2}\omega_0 t). \quad (10)$$

В начальный момент времени ( $t = 0$ ) подвижная часть прибора находилась в покое, т. е.

$$\alpha(0) = 0; \quad \frac{d\alpha}{dt}(0) = 0. \quad (11)$$

Из уравнений (10) и (11) после промежуточных преобразований определяют постоянные

$$C_1 = \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 I_m}; \quad C_2 = -\frac{\alpha_m (1 - 2\beta^2)}{\omega_0 I_m \sqrt{1 - \beta^2}}. \quad (12)$$

Таким образом, полное решение уравнения (1) может быть теперь записано в виде

$$\alpha = \alpha_m \frac{t}{I_m} - \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 I_m} + \alpha_m e^{-\beta\omega_0 t} \frac{1}{\omega_0 I_m} \left( 2\beta \cos \sqrt{1 - \beta^2}\omega_0 t + \frac{2\beta^2 - 1}{\sqrt{1 - \beta^2}} \sin \sqrt{1 - \beta^2}\omega_0 t \right). \quad (13)$$

После ряда преобразований уравнение (13) можно привести к следующему виду, удобному для анализа характера переходного процесса и динамической погрешности при линейном изменении входного сигнала для случая  $\beta < 1$ :

$$\alpha = \alpha_m \frac{t}{t_m} - \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 t_m} + \alpha_m e^{-\beta \omega_0 t} \frac{1}{\omega_0 t_m \sqrt{1-\beta^2}} \sin \left( \sqrt{1-\beta^2} \omega_0 t + \arctg \frac{\beta \sqrt{1-\beta^2}}{\beta^2 - \frac{1}{2}} \right). \quad (14)$$

Аналогично могут быть получены уравнения движения подвижной части поверяемого прибора при линейном непрерывном изменении входного сигнала и для остальных видов корней характеристического уравнения. Приводим конечные результаты без выводов.

Критический случай аperiodического движения подвижной части прибора ( $\beta = 1$ ):

$$\alpha = \alpha_m \frac{t}{t_m} - \alpha_m \frac{2}{\omega_0 t_m} + \frac{\alpha_m}{t_m} e^{-\omega_0 t} \left( \frac{2}{\omega_0} + t \right). \quad (15)$$

Случай аperiodического переуспокоенного движения подвижной части прибора ( $\beta > 1$ ):

$$\alpha = \alpha_m \frac{t}{t_m} - \alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 t_m} + \frac{\alpha_m}{\omega_0 t_m \sqrt{\beta^2 - 1}} \left\{ \left[ \beta(\beta + \sqrt{\beta^2 - 1}) - \frac{1}{2} \right] \times \right. \\ \left. \times e^{-\omega_0 t (\beta - \sqrt{\beta^2 - 1})} - \left[ \beta(\beta - \sqrt{\beta^2 - 1}) - \frac{1}{2} \right] \cdot e^{-\omega_0 t (\beta + \sqrt{\beta^2 - 1})} \right\}. \quad (16)$$

Из выражений (14) — (16), определяющих закон движения подвижной части поверяемого прибора, а следовательно, и его указателя под действием линейно изменяющегося входного сигнала для всех возможных степеней успокоения, могут быть сделаны следующие выводы.

В каждом из этих уравнений первый член, равный  $\alpha_m \frac{t}{t_m} = \alpha_c$ , определяет закон отклонения подвижной части при идеальном (без погрешности) следовании за входным сигналом, т. е., по существу, определяет закон изменения последнего во времени. Второй и третий члены определяют абсолютное значение динамической погрешности. Обозначим последнюю через  $\Delta_d$ . Тогда можно условно записать, что

$$\Delta_d = \Delta_{d_0} + \Delta_{d_t}, \quad (17)$$

где  $\Delta_{d_0} = -\alpha_m \frac{2\beta}{\omega_0 t_m}$  — постоянная составляющая абсолютной динамической погрешности, имеющая одинаковое выражение для всех значений степени успокоения;

$\Delta_{d_t}$  — переменная составляющая абсолютной динамической погрешности, затухающая во времени, вид которой изменяется в зависимости от степени успокоения  $\beta$ .

Составляющая  $\Delta_{d_0}$  характеризует некоторое постоянное для данной скорости изменения входного сигнала отставание подвижной части поверяемого прибора от положения, определяемого этим сигналом, и зависит только от конструктивных характеристик поверяемого прибора.

Составляющая  $\Delta_d$  зависит от вида переходного процесса, возникающего при воздействии линейно изменяющегося сигнала на подвижную часть поверяемого прибора.

Для оценки величины динамической погрешности и соотношения между ее составляющими были проанализированы несколько групп магнитоэлектрических приборов класса точности  $0,1 \div 0,5$  разной конструкции.

Ниже приведены результаты расчетов, полученные из уравнений (14) и (16), для приборов типов М1150÷М1152 со световым указателем, кл. 0,1 (табл. 1); М1104÷М1109 со стрелочным указателем, на растяжках, кл. 0,2 (табл. 3); М104÷М108 со стрелочным указателем на кернах, кл. 0,2 и 0,5 (табл. 2).

Время изменения входного сигнала от нуля до максимального значения  $t_m$  принято везде равным 100 сек; значения  $\alpha_c$ ,  $\Delta_{д1}$  и  $\Delta_d$  приведены в табл. 1—3  $rad \times 10$ .

На рис. 1 показаны зависимости изменения отклонения  $\alpha$  подвижной части относительно изменения входного сигнала  $\alpha_c$  во времени, а на рис. 2 по данным табл. 1, 2, 3 в увеличенном виде изображены соответственно

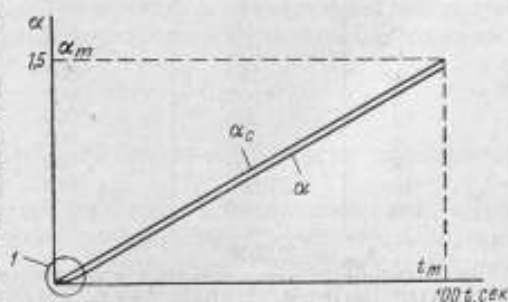


Рис. 1. Зависимость отклонения подвижной части прибора от изменения входного сигнала.

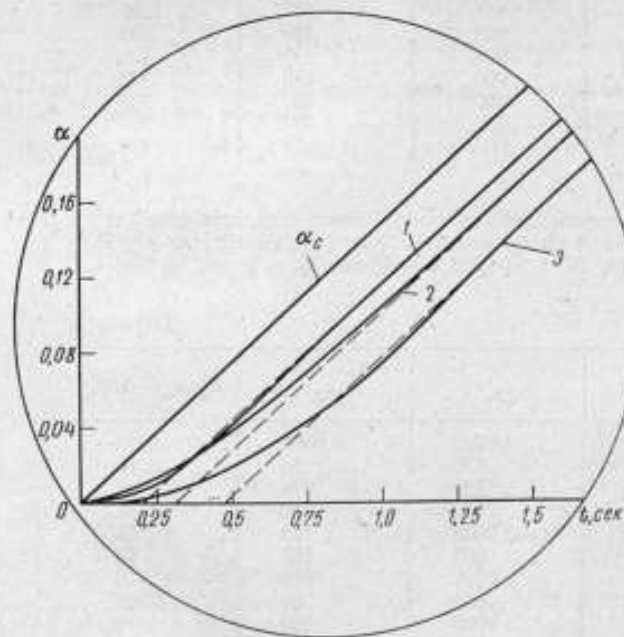


Рис. 2. В увеличенном виде деталь 1 рис. 1, характеризующая переходный процесс движения подвижной части относительно изменения входного сигнала приборов: 1 — типов М1150÷М1152; 2 — типов М104÷М108; 3 — типов М1104÷М1109.

начальные части этих зависимостей, характеризующие переходный процесс движения подвижной части при подаче входного сигнала (на рисунках  $\alpha$  в  $rad \times 10$ ).

Таким образом, на основании уравнений (14) — (16) движения подвижной части прибора под действием линейно изменяющегося входного



Таблица 1

$t, \text{сек}$	$\alpha_c$	$\Delta_{\Delta t}$	$\Delta_{\Delta}$	$\delta_{\Delta} = \frac{\Delta_{\Delta}}{\alpha_m} \cdot 100\%$
0	0,000	0,0300	0,0000	0,00
0,1	015	162	-0,0138	-0,09
0,2	030	060	240	16
0,5	075	-0,0019	319	21
1	150	0,0000	299	20
2	300	000	300	20
3	450	000	300	20
4	600	000	300	20
5	750	000	300	20
10	1,500	000	300	20
100	15,000	000	300	20

$$\Delta_{\Delta 0} = -0,0030$$

Основные характеристики измерительного механизма приборов типов М1150-М1152:  $\Psi_0 = 1,5 \cdot 10^{-3}$  об;  $I_m = 1,2 \cdot 10^{-3}$  а;  $J = 0,27 \cdot 10^{-7}$  кг·м<sup>2</sup>;  $P = 2,6 \cdot 10^{-7}$  (н·м·сек)/рад;  $W = 12,5 \cdot 10^{-7}$  (н·м)/рад;  $\omega_0 = 7 \text{ сек}^{-1}$ ;  $\beta = 0,7$

Таблица 2

$t, \text{сек}$	$\alpha_c$	$\Delta_{\Delta t}$	$\Delta_{\Delta}$	$\delta_{\Delta} = \frac{\Delta_{\Delta}}{\alpha_m} \cdot 100\%$
0	0,000	0,045	0,0000	0,0000
0,1	015	337	-0,0113	-0,075
0,2	030	240	210	140
0,5	075	080	370	247
1	150	013	437	291
2	300	000	449	300
3	450	000	450	300
4	600	000	450	300
5	750	000	450	300
10	1,500	000	450	300
100	15,000	000	450	300

$$\Delta_{\Delta 0} = -0,0045$$

Основные характеристики измерительного механизма приборов типов М1104-М1108:  $\Psi_0 = 5,9 \cdot 10^{-3}$  об;  $I_m = 1,5 \cdot 10^{-3}$  а;  $J = 0,6 \cdot 10^{-7}$  кг·м<sup>2</sup>;  $P = 18 \cdot 10^{-7}$  (н·м·сек)/рад;  $W = 60 \cdot 10^{-7}$  (н·м)/рад;  $\omega_0 = 9 \text{ сек}^{-1}$ ;  $\beta = 1,4$ .

Таблица 3

$t, \text{сек}$	$\alpha_c$	$\Delta_{\Delta t}$	$\Delta_{\Delta}$	$\delta_{\Delta} = \frac{\Delta_{\Delta}}{\alpha_m} \cdot 100\%$
0	0,000	0,0700	0,0000	0,00
0,1	015	570	-0,0130	-0,09
0,2	030	425	275	18
0,5	075	140	560	37
1	150	-0,0043	743	49
2	300	005	705	46
3	450	0,0001	699	46
4	600	000	700	46
5	750	000	700	46
10	1,500	000	700	46
100	15,000	000	700	46

$$\Delta_{\Delta 0} = -0,0070$$

Основные характеристики измерительного механизма приборов типов М1104-М1109:  $\Psi_0 = 1,5 \cdot 10^{-3}$  об;  $I_m = 5 \cdot 10^{-4}$  а;  $J = 0,55 \cdot 10^{-7}$  кг·м<sup>2</sup>;  $P = 2,3 \cdot 10^{-7}$  (н·м·сек)/рад;  $W = 5 \cdot 10^{-7}$  (н·м)/рад;  $\omega_0 = 3 \text{ сек}^{-1}$ ;  $\beta = 0,7$ .

сигнала и расчетных данных, приведенных в табл. 1, 2, 3, можно сделать следующие выводы.

1. Переменная составляющая  $\Delta_{дг}$  погрешности метода поверки в динамическом режиме быстро затухает и через время  $t \geq 2-3$  сек становится пренебрежимо малой по сравнению с постоянной составляющей динамической погрешности  $\Delta_{до}$ . Результирующая величина приведенной динамической погрешности в этом случае достаточно точно определяется выражением

$$\delta_{д} = \frac{\Delta_{до}}{a_m} = -\frac{2\beta}{\omega_0^2 T_0} = -\frac{1}{\pi T_0} \beta T_0, \quad (18)$$

где  $T_0$  — период свободных колебаний подвижной части поверяемого прибора.

Выражение (18) может быть использовано для практической оценки методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки.

2. Из формулы (18) следует, что приведенная динамическая погрешность определяется только динамическими характеристиками поверяемого прибора и скоростью изменения входного сигнала, пропорционально возрастая с увеличением последней.

3. При разработке аппаратуры для автоматической поверки точных приборов в динамическом режиме необходимо учитывать существенную для реального времени поверки динамическую погрешность, присущую этому методу поверки. Поэтому в автоматической аппаратуре необходимо предусматривать специальные меры по устранению или учету данной методической погрешности.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А р у т ю н о в В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958.
2. Теория, расчет и конструирование электроизмерительных приборов. Сб. под ред. Н. Н. Пономарева, Л. 1943.

Поступила в редакцию  
10/XII 1965 г.

ВНИИМ

## АВТОНОМНОПОВЕРЯЕМЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА ТТП-6 И ТТП-7

Погрешности наиболее точных трансформаторов тока, применяемых в качестве образцовых, оценивают методом автономной проверки (самопроверки). Первичная обмотка этих трансформаторов состоит из группы секций, равномерно распределенных над вторичной обмоткой. Различные номинальные коэффициенты трансформации получают последовательно-параллельным или параллельным включением секций.

Обычно такие трансформаторы тока проверяют при одном номинальном коэффициенте трансформации, равном единице [1] или двум [2], а полученные погрешности при одинаковых номинальных ампер-витках считают одинаковыми для всех номинальных коэффициентов трансформации. Комплексную погрешность трансформаторов тока при низких частотах, когда можно пренебречь межобмоточными токами утечки, вычисляют по формуле

$$\dot{\lambda} = f + j\delta = \frac{Z_2}{\mu\mu_0 \frac{S}{l} \omega_2^2 \omega} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_k + \psi\right)} \quad (1)$$

- где
- $f$  — погрешность тока в относительных единицах;
  - $\delta$  — угловая погрешность в радианах;
  - $Z_2$  — модуль комплексного сопротивления вторичной цепи, включая сопротивление вторичной обмотки;
  - $\mu$  и  $\psi$  — магнитная проницаемость и угол потерь материала магнитопровода;
  - $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  — магнитная постоянная;
  - $S, l$  — соответственно площадь сечения и длина магнитопровода;
  - $\omega_2$  — число витков вторичной обмотки;
  - $\omega = 2\pi\nu$  — круговая частота;
  - $\varphi_2$  — сдвиг фаз во вторичной цепи.

В трансформаторах тока обычной конструкции при переключении номинального коэффициента трансформации изменяется индуктивность рассеяния вторичной обмотки вследствие смещения расположения первичной обмотки относительно вторичной. Поэтому изменяются вторичное сопротивление  $Z_2$  и угол сдвига  $\varphi_2$ , а следовательно, и комплексная погрешность трансформатора  $\dot{\lambda}$ .

В автономно проверяемых трансформаторах при изменении номинального коэффициента трансформации расположение первичных витков относительно вторичных не изменяется. Поэтому при равномерном распределении тока по секциям комплексная погрешность трансформаторов  $\dot{\lambda}$  остается постоянной.



Такие трансформаторы тока (типа УТТ-2) с коэффициентами трансформации от 5/5 до 100/5 были впервые рассмотрены А. Д. Нестеренко [3]. Для уменьшения влияния перераспределения тока в секциях первичной обмотки при изменении контактного сопротивления в переключателе провода, предназначенные для намотки первичных секций, предварительно скручивали. Как показано в работе Т. Б. Рождественской [1], такое скручивание, уменьшая погрешность на низких частотах, увеличивает ее на повышенных. Поэтому при изготовлении трансформаторов тока повышенной частоты (типа ТТП-3, ОТЧ-2 и др.) секции первичной обмотки распо-

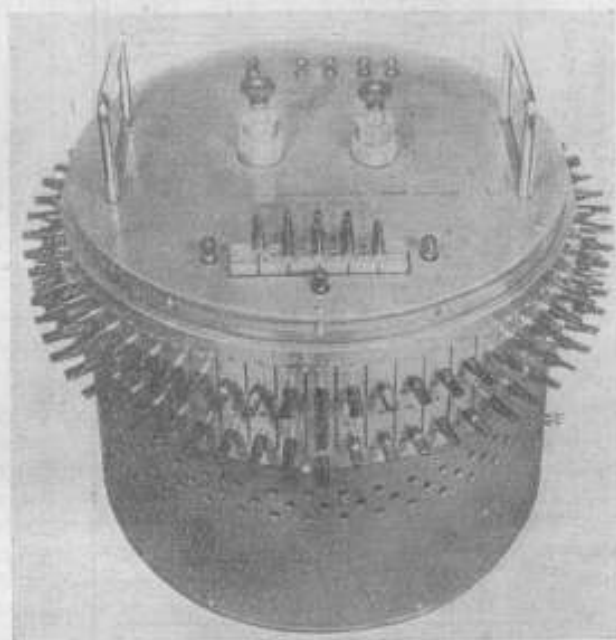


Рис. 1. Трансформатор тока ТТП-6.

лагали равномерно по магнитопроводу. Трансформаторы этих типов имели номинальные коэффициенты трансформации от 5/5 до 200/5.

Увеличение номинального коэффициента трансформации автономно поверяемых трансформаторов тока связано с существенными конструктивными трудностями из-за значительного возрастания габаритов переключателей. В связи с этим максимальный коэффициент трансформации таких трансформаторов тока, описанных ранее [4], не превышает 80 (400/5).

С целью дальнейшего повышения номинального коэффициента трансформации автономно поверяемых трансформаторов во ВНИИМ автором совместно с А. С. Румянцевым и С. М. Головиным сконструированы трансформаторы тока ТТП-6 и ТТП-7 с многорядными переключателями\*.

На рис. 1 и 2 представлены внешний вид и электрическая схема трансформатора тока ТТП-6 с двухрядным переключателем и максимальным коэффициентом трансформации 120 (600/5). Первичная обмотка этого трансформатора состоит из 120 секций, а поэтому им можно практически поверять любой трансформатор, имеющий стандартный коэффициент трансформации в пределах 5/5—600/5 (табл. 1).

\* Аналогичные трансформаторы были разработаны ранее Г. Л. Горштейном.

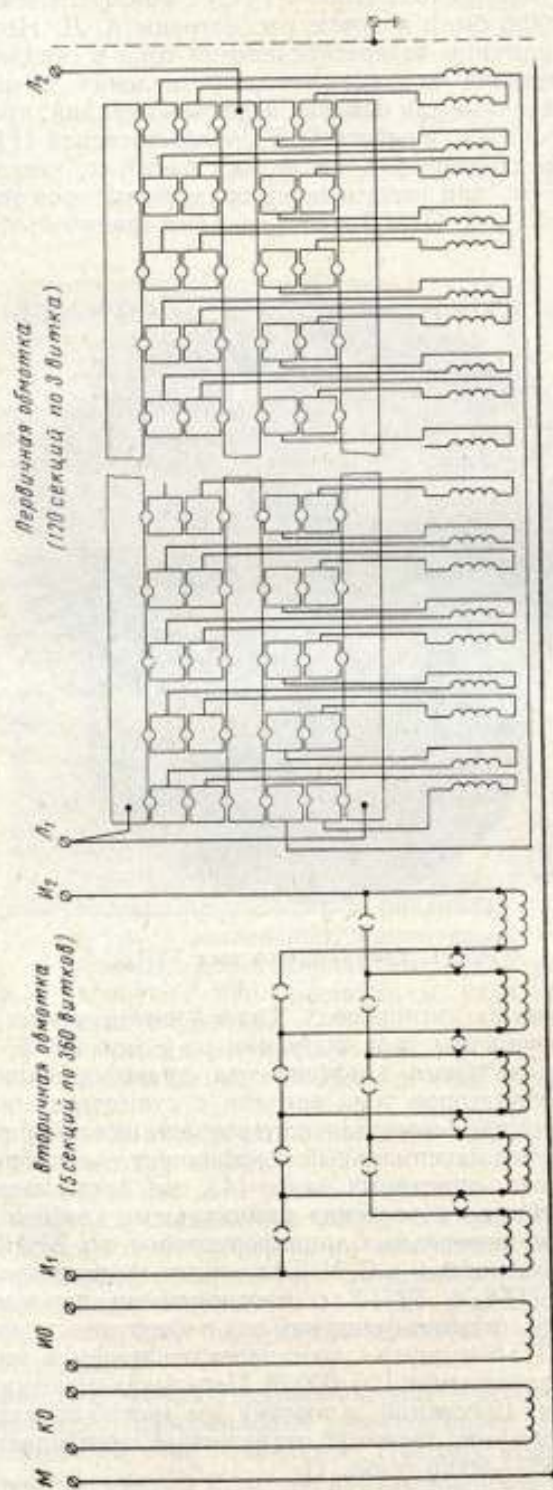


Рис. 2. Принципиальная схема трансформатора тока ТТП-6  
 КО — компараторная обмотка (360 витков); АО — индикаторная обмотка (360 витков)

Таблица 1

Первичные токи по ГОСТ 9032-59	Коэффициенты трансформации трансформатора тока ТТН-6	Первичные токи по ГОСТ 9032-59	Коэффициенты трансформации трансформатора тока ТТН-7
5	5/5 5/1	400	— 400/1
6	— —	500	500/5 500/1
7,5	— —	600	— 600/1
10	10/5 10/1	750	750/5 750/15
15	15/5 15/1	800	— —
20	20/5 20/1	1000	1000/5 1000/1
25	25/5 25/1	1200	— 1200/1
30	30/5 30/1	1500	1500/5 1500/1
40	40/5 40/1	2000	2000/5 2000/1
50	50/5 50/1	3000	3000/5 3000/1
60	60/5 60/1		
75	75/5 75/1		
100	100/5 100/1		
150	150/5 150/1		
200	200/5 200/1		
250	— —		
300	300/5 300/1		
400	— —		
500	— —		
600	600/5 600/1		

Однако и трансформаторы с многорядными переключателями не позволяют существенно повысить номинальный коэффициент трансформации. Для повышения его был изготовлен трансформатор тока с многосекционной вторичной обмоткой. В этом трансформаторе различные номинальные коэффициенты трансформации получают переключением секций вторичной обмотки. Включение таких трансформаторов в обычные цепи для проверки трансформаторов тока приводит к тому, что при различных коэффициентах трансформации будут различные погрешности, так как сопротивление дифференциального аппарата, включенного во вторичную цепь образцового трансформатора, не изменяется, тогда как число витков  $w_2$  изменяется [1]. При включении такого трансформатора в разгрузочную цепь, применяемую при проверке наиболее точных трансформаторов тока [2], его погрешности с изменением номинального коэффициента трансформации изменяются незначительно.

Действительно, если у трансформатора тока вторичная обмотка состоит из  $m$  секций с одинаковым числом витков  $w_0$  и сопротивлением секций

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_0 + \Delta Z_1 \\ Z_2 &= Z_0 + \Delta Z_2 \\ &\dots \dots \dots \\ Z_m &= Z_0 + \Delta Z_m, \end{aligned}$$

где  $Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i}{m}$  — среднее сопротивление секций;

$\Delta Z_1, \dots, \Delta Z_m$  — отклонение от среднего значения, то при последовательном соединении секций суммарное сопротивление вторичной обмотки равно

$$Z_c = \sum_{i=1}^m Z_i = mZ_0.$$



число витков

$$\omega_c = m\omega_0,$$

отношение сопротивления вторичной обмотки к квадрату числа витков

$$\frac{Z_c}{\omega_c^2} = \frac{Z_0}{m\omega_0^2}.$$

При параллельном включении сопротивления вторичной цепи  $Z_n$  будет

$$Z_n \approx \frac{Z_0}{m} \left[ 1 - \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left( \frac{\Delta Z_i}{Z_0} \right)^2 \right].$$

Если пренебречь погрешностью  $\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left( \frac{\Delta Z_i}{Z_0} \right)^2$ , то  $Z_n \approx \frac{Z_0}{m}$ . При этом число витков  $\omega_n = \omega_0$ .

Следовательно, отношение сопротивления к квадрату числа витков будет

$$\frac{Z_n}{\omega_n^2} = \frac{Z_0}{m\omega_0^2}.$$

Таким образом, при переключении секций вторичной цепи ненагруженного трансформатора с последовательного соединения на параллельное относительное изменение его погрешности не превышает

$$\frac{\Delta \lambda}{\lambda} \approx \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left( \frac{\Delta Z_i}{Z_0} \right)^2. \quad (2)$$

При неограниченном возрастании числа секций вторичной цепи сопротивление параллельно соединенных секций уменьшается до значения, сравнимого с сопротивлением соединительных проводников. Поэтому, используя такие трансформаторы, учитывают изменение погрешности из-за влияния сопротивления соединительных проводников или другой нагрузки  $Z_n$ .

$$\frac{\Delta \lambda_n}{\lambda} \approx \frac{Z_n}{Z_0}. \quad (3)$$

Трансформатор типа ТП-7 (рис. 3 и 4) имеет первичную обмотку с одним витком, выполненным в виде беличьего колеса с коаксиальным вводом. Такая конструкция обеспечивает одинаковую индуктивную связь первичной обмотки с любой секцией вторичной обмотки, что, в свою очередь, обеспечивает строгую квадратичную зависимость комплексного сопротивления от числа активных вторичных витков. Пределы коэффициентов трансформации этого трансформатора даны в табл. 1.

Трансформатор тока типа ТП-6 имеет пять секций вторичной обмотки. При последовательном включении секций номинальный вторичный ток трансформатора равен 1 а, а максимальный коэффициент трансформации 600. На рис. 5 даны погрешности трансформаторов тока ТП-6 и ТП-7 при различных частотах.

Эти трансформаторы можно использовать также как магнитные компараторы тока. С этой целью в них предусмотрены дополнительные обмотки (индикаторная и компараторная), наматываемые на магнитопровод под основными обмотками.

При пропускании тока по вторичной обмотке компаратор тока нагревается. Поэтому эта обмотка служит переменной нагрузкой поверяемого трансформатора. С изменением сопротивления нагрузки изменяется погрешность поверяемого трансформатора. Для уменьшения этого изменения можно воспользоваться цепью со вспомогательным трансформатором (рис. 6). В этой цепи вспомогательный трансформатор  $T_1$  питает вторичную цепь компаратора  $K$ . При помощи компаратора оценивают погрешность

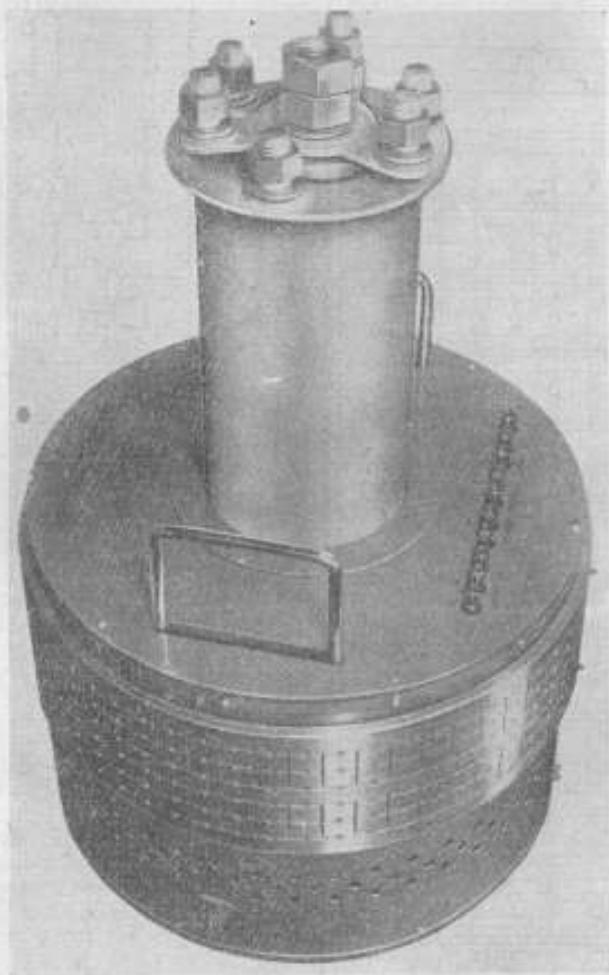


Рис. 3. Трансформатор тока ТТН-7.

$T_1$ , последний, в свою очередь, сличают в этой же цепи с поверяемым трансформатором  $T_x$ . Разность ампер-витков намагничивания компаратора компенсируется током от вспомогательного трансформатора  $T_{в1}$  через шунт  $r_1$  и комплексную проводимость  $\dot{Y}_1$ . Разность вторичных токов  $T_1$  и  $T_x$  компенсируется током от вспомогательного трансформатора  $T_{в2}$  через шунт  $r_2$  и комплексную проводимость  $\dot{Y}_2$ . Состояние равновесия определяется по нулевым указателям  $HУ-1$  и  $HУ-2$ .

Из рис. 6 видно, что поверяемый трансформатор нагружен только на соединительные проводники. При такой проверке исключается влияние не





только изменения сопротивления вторичной обмотки компаратора тока, но и изменения индуктивности рассеяния этой обмотки.

В табл. 2 приведены результаты поверки одного трансформатора тока дифференциально-нулевым [2] (с использованием в качестве образцового ТТП-6) и компараторным методами. Из таблицы видно, что расхождения результатов измерения не превышают 0,002% и 20 мкрад.

Таблица 2

Ток, %	Метод поверки			
	дифференциально-нулевой		компараторный	
	$f \cdot 10^{-3}\%$	$\delta$ , мкрад	$f \cdot 10^{-3}\%$	$\delta$ , мкрад
Номинальный коэффициент трансформации 10/5				
2	-12,6	208	-12,6	214
5	-11,9	186	-12,1	194
10	-11,3	164	-11,5	169
20	-9,9	154	-10,9	145
50	-9,7	114	-8,6	104
100	-9,2	91	-8,2	82
Номинальный коэффициент трансформации 50/5				
2	-4,2	264	-5,0	255
5	-5,4	249	-6,0	239
10	-6,3	231	-6,5	226
20	-7,1	212	-7,1	215
50	-8,3	166	-7,2	186
100	-6,8	130	-5,7	147

Таким образом, на основании результатов исследования трансформаторов тока ТТП-6 и ТТП-7 возможно разработать автономно поверяемые трансформаторы тока с номинальными коэффициентами трансформации до 3000 (3000/1), применяемые в расширенном диапазоне частот (до 2 кГц).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Погрешности измерительных трансформаторов тока в звуковом диапазоне частот. «Труды ВНИИМ», вып. 28 (88), Машгиз, 1956.
2. Хахамов И. В. Исследование возможности применения разгрузочной схемы для поверки лабораторных трансформаторов тока повышенной частоты. Труды института Госкомитета стандартов, вып. 82 (142). М.—Л., Изд. стандартов, 1965.
3. Нестеренко А. Д. Поверка точных трансформаторов тока. Сб. научно-исследовательских работ Киевского индустриального института, № 5, ОНТИ, 1938.
4. Hill J. J., Miller A. P. Proc IEE, v. 108, 1960.

Поступила в редакцию  
10/XI 1965 г.



туре токами  $I_G$  и  $I_C$ , получаемыми от вспомогательных трансформаторов  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$ . Ток  $I_G$  находится в фазе с током первичных обмоток сличаемых трансформаторов. Векторная диаграмма токов представлена на рис. 2.

Регулируя токи  $I_G$  и  $I_C$  с помощью магазинов проводимости  $M_{пр}$  и емкости  $M_{емк}$ , достигают нулевого показания индикаторов  $HУ$  в дифференциальной ветви схемы. При этом можно получить выражения для разности погрешностей тока  $\Delta f$  и разности угловых погрешностей  $\Delta \delta$  сличаемых трансформаторов;

$$\Delta f \approx \frac{K_n}{K_n K_{в1}} r_{ш1} G \cdot 100\%, \quad (1)$$

$$\Delta \delta \approx \frac{K_n}{K_n K_{в2}} r_{ш2} \omega C \cdot 100 \text{ срад}, \quad (2)$$

где  $K_n$  — номинальный коэффициент трансформации сличаемых трансформаторов;  
 $K_{в1}, K_{в2}, K_{в3}$  — коэффициенты трансформации вспомогательных трансформаторов  $T_{в1}, T_{в2}$  и  $T_{в3}$ ;  
 $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$  — сопротивления шунтов во вторичных цепях вспомогательных трансформаторов  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$ ;  
 $G$  и  $C$  — проводимость и емкость, отсчитанные соответственно на магазинах  $M_{пр}$  и  $M_{емк}$ .

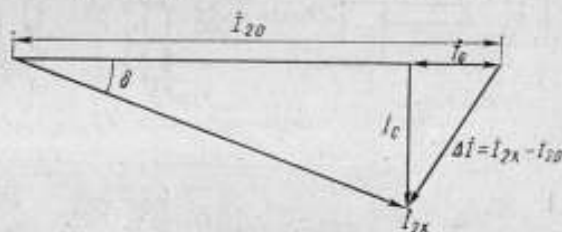


Рис. 2. Векторная диаграмма токов в установке УПТТ-4.

Формулы (1) и (2) отличаются от приведенных в работе [1] только множителем  $1/K_n$ . Это обусловлено использованием в схеме промежуточного вспомогательного трансформатора  $T_n$ .

Последовательно включенные первичные обмотки сличаемых и вспомогательных трансформаторов установки УПТТ-4 (рис. 3 и 4) питаются от понижающего трансформатора, первичную обмотку которого подключают к зажимам выхода 5. Ток регулируют трехфазным регулировочным трансформатором  $T_4$  типа РНТ-12 или автотрансформатором  $T_5$  типа РНО. Параллельно входу 3 подключен частотомер для контроля частоты в сети. От этого же входа питаются осветитель вибрационного гальванометра  $BГ$  и блок питания второго индикатора (ЭЛУР)\*.

Разноименные зажимы вторичных обмоток сличаемых трансформаторов соединяют попарно и подключают на вход 1. Вторичную обмотку вспомогательного трансформатора  $T_n$  (рис. 1) подключают на вход 2. В случае проверки трансформатора с помощью магнитного компаратора к разьему  $K$  подключают индикаторную обмотку последнего, а его компараторную обмотку на вход 1; при этом переключатель  $П_n$  переводят в верхнее положение.

\* В дифференциальной ветви установки в качестве нулевого указателя, кроме вибрационного гальванометра  $BГ$ , используют также электронно-лучевой указатель равновесия типа ЭЛУР [2] для повышения чувствительности схемы.



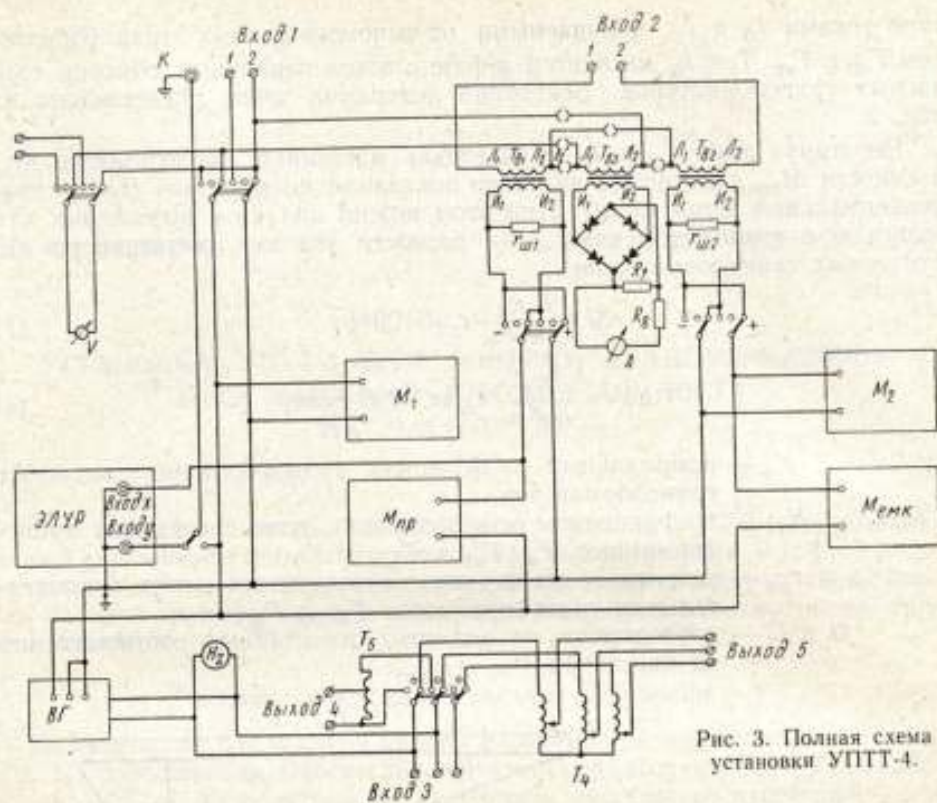


Рис. 3. Полная схема установки УПТТ-4.



Рис. 4. Внешний вид установки УПТТ-4.

Магазин сопротивления  $M_1$  служит для регулировки чувствительности нулевых указателей, а  $M_2$  — для компенсации некоторых систематических погрешностей измерений.

Многопредельный вольтметр  $V$  детекторной системы используют для контроля напряжений в дифференциальной ветви, а также для измерения сторонних напряжений; переключатели  $P_1$  и  $P_2$  — соответственно для включения вольтметра и переключения его пределов измерения.

Для удобства измерений амперметр  $A$  во вторичной цепи  $T_{вз}$  градуирован в процентах номинального вторичного тока (5а) сличаемых трансформаторов. С той же целью магазины проводимости  $M_{пр}$  и емкости  $M_{емк}$  рассчитаны так, что при нулевых показаниях индикаторов отсчеты по ним дают разность погрешностей тока в процентах и разность угловых погрешностей сличаемых трансформаторов в сантирадианах. Переключатели  $P_6$  (для погрешности тока) и  $P_7$  (для угловой погрешности) дают возможность измерить разности погрешностей обоих знаков.

### Выбор некоторых элементов установки

Выбору или расчету подлежали, в частности, следующие основные элементы установки (рис. 1 и 3): вспомогательные трансформаторы  $T_{в}$ ,  $T_{в1}$ ,  $T_{в2}$  и  $T_{вз}$ , шунты  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$ , отсчетные магазины  $M_{пр}$  и  $M_{емк}$ , магазины сопротивления  $M_1$  и  $M_2$  и нулевой индикатор ЭЛУР.

**Вспомогательные трансформаторы.** В табл. 1 приведены основные параметры выбранных вспомогательных трансформаторов тока.

Таблица 1

Трансформатор	Тип	Класс точности	Коэффициент трансформации, а/а	Номинальная нагрузка, ом
$T_{в}$	И512	0,05	$\frac{0,5 \dots 3000}{1 \text{ и } 5}$	0,6
$T_{в1}, T_{в2}$	И54	0,2	$\frac{5 \dots 50}{5}$	0,4
$T_{вз}$	И55/1	0,1	$\frac{5 \dots 50}{0,5}$	30

Для измерения разности погрешностей сличаемых трансформаторов с достаточной точностью необходимо, чтобы вспомогательные трансформаторы использовались в нормальном режиме. Учитывая это, их выбрали с нагрузками, незначительно отличающимися от допустимых [3].

Нагрузками трансформаторов  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$  служат шунты  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$ . Как будет показано ниже, сопротивления этих шунтов активные и равны соответственно 0,4 и 0,64 ом. Таким образом, нагрузка трансформатора  $T_{в2}$  превышает допустимую. Однако экспериментально проверено, что при этой нагрузке погрешность трансформатора  $T_{в2}$  не превышает допустимой для класса точности 0,2. Нагрузкой трансформатора  $T_{вз}$  является активное сопротивление миллиамперметра на 60 ма выпрямительной системы, равное 12,5 ом.

Нагрузка  $Z_{в}$  трансформатора  $T_{в}$  складывается из сопротивлений нагрузок  $Z_{в1}$ ,  $Z_{в2}$  и  $Z_{вз}$  трансформаторов  $T_{в1}$ ,  $T_{в2}$  и  $T_{вз}$ , приведенных к первичным обмоткам этих трансформаторов, сопротивлений короткого



замыкания  $\dot{Z}_{к1}$ ,  $\dot{Z}_{к2}$  и  $\dot{Z}_{к3}$  тех же трансформаторов и сопротивления  $\dot{Z}_n$  соединительных проводников во вторичной цепи трансформатора  $T_n$ , т. е.

$$\dot{Z}_n = \sum_{i=1}^3 \frac{1}{K_{нi}^2} \dot{Z}_{нi} + \sum_{i=1}^3 \dot{Z}_{кi} + \dot{Z}_n \quad (3)$$

С пренебрежимо малой погрешностью сопротивление соединительных проводников во вторичной цепи трансформатора  $T_n$ , равное 0,1 ом, можно считать активным. Реактивные сопротивления рассеяния короткозамкнутых трансформаторов  $T_{в1}$ ,  $T_{в2}$  и  $T_{в3}$  не превышают половины их активных сопротивлений. Последние найдены для каждого из этих трансформаторов (включенных на предел измерения 10 а) равными также 0,1 ом. Легко показать, что при подсчете полной нагрузки трансформатора  $T_n$  можно пренебречь реактивными составляющими сопротивления короткого замыкания трансформаторов  $T_{в1}$ ,  $T_{в2}$  и  $T_{в3}$ , обусловленная этим относительная погрешность подсчета общего сопротивления не превышает 4%.

Переключением пределов измерения вспомогательных трансформаторов  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$  обеспечиваются различные пределы измерения разностей погрешностей сличаемых трансформаторов.

Номинальный класс точности трансформаторов тока, поверяемых на установке, 0,1, т. е.  $\Delta f_{ном} = 0,001$  (0,1%) и  $\Delta \delta_{ном} = 0,002$  (0,2 град). При измерениях на этом пределе  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$  включают на коэффициенты трансформации  $K_{в1} = K_{в2} = 2$ . Для уменьшения нагрузки трансформатора  $T_n$  трансформатор  $T_{в3}$  включают на коэффициент трансформации  $K_{в3} = 20$ . Таким образом, полная нагрузка трансформатора  $T_n$  при этом будет

$$\dot{Z}_n \approx 0,7 \text{ ом.}$$

Перегрузка этого трансформатора на 0,1 ом вызовет изменение его погрешностей не более чем на 0,05% и 2'.

Бóльшие коэффициенты трансформации вспомогательных трансформаторов  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$  используются при проверке трансформаторов класса точности 0,05 и более точных.

Наименее точные трансформаторы, которые можно поверять на установке УПТТ-4, имеют класс точности 0,2. Однако проверка таких трансформаторов осуществляется со значительными погрешностями, так как вспомогательные трансформаторы  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$  включают на коэффициенты трансформации  $K_{в1} = K_{в2} = 1$ , вследствие чего трансформатор  $T_n$  оказывается перегруженным.

**Шунты и отсчетные магазины.** Шунты  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$  изготовлены по типу «безреактивных» шунтов, входящих в комплект термоэлектрического компаратора установки УВ-1 [4]. Они предназначены для измерений при частотах до 20 кГц. При изготовлении магазина  $M_{пр}$  были приняты меры к обеспечению минимальной его реактивности. Таким образом, реактивностью указанных шунтов и магазина при частоте 50 Гц можно пренебречь.

При расчете шунтов следовало учитывать недопустимость значительных перегрузок  $T_{в1}$  и  $T_{в2}$ , а также возможность непосредственного отсчета погрешностей. В первую очередь эти требования к элементам установки следует выполнять применительно к основному пределу измерения разности погрешностей сличаемых трансформаторов. Тогда для меньших пределов измерения эти требования будут тем более выполнимы.

Сопротивление шунта  $r_{ш1}$  выбирают равным номинальной нагрузке трансформатора  $T_{в1}$ , т. е. 0,4 ом.

Заметим, что коэффициент трансформации  $T_n$  с некоторой погрешностью всегда равен номинальному коэффициенту трансформации сличаемых



трансформаторов, т. е.  $K_n = K_n$ . Поэтому из выражения (1) для сопротивления  $R$  отсчетного магазина  $M_{пр}$  получим

$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{k_{н1}} \cdot \frac{r_{ш1}}{\Delta I} \quad (4)$$

Отсюда для максимальной измеряемой разности погрешностей тока сличаемых трансформаторов на основном пределе измерения ( $\Delta I_{ном} = 0,001$ ,  $K_{н1} = 2$ ) найдем:  $R_0 = 200$  ом. Аналогично определяют сопротивления магазина, соответствующие другим значениям измеряемых разностей погрешностей тока.

Из выражения (2) для сопротивления шунта получим

$$r_{ш2} = K_{н2} \cdot \frac{\Delta \delta}{\omega C} \quad (5)$$

Очевидно, что выбор сопротивления шунта  $r_{ш2}$  связан с выбором значений емкости отсчетного магазина  $M_{емк}$ . Так, при малом сопротивлении шунта потребовались бы весьма большие емкости магазина. С другой стороны, при расчете магазина  $M_{емк}$  необходимо учитывать возможность укомплектования его выпускаемыми стандартными конденсаторами. Таким образом, емкость  $C_0$  магазина  $M_{емк}$ , соответствующая максимальной разности угловых погрешностей сличаемых трансформаторов на основном пределе измерения ( $\Delta \delta_{ном} = 0,002$ ,  $K_{н2} = 2$ ), была выбрана равной:  $C_0 = 20 \cdot 10^{-9}$  ф. Тогда сопротивление шунта будет:  $r_{ш2} = 0,6366$  ом.

Из выражений (2) или (5) по известному сопротивлению  $r_{ш2}$  и задаваемым разностям угловых погрешностей  $\Delta \delta$  были рассчитаны все значения емкости четырехдекадного магазина  $M_{емк}$ .

Сопротивление  $r_{ш2}$  оказалось равным 0,6394 ом, т. е. шунт был изготовлен с погрешностью 0,44%.

**Магазины сопротивления  $M_1$  и  $M_2$**  были выбраны по типу РЗЗ шести-декадных магазинов сопротивления класса точности 0,2. Магазин  $M_1$ , шунтирующий дифференциальную ветвь установки, позволяет изменять чувствительность нулевых индикаторов практически в неограниченных пределах. Магазин  $M_2$ , шунтирующий шунт  $r_{ш2}$ , предназначен для устранения систематических погрешностей измерений на установке, обусловленных отклонениями частоты тока от номинальной 50 гц и сопротивления шунта  $r_{ш2}$  от его расчетного значения. Например, для устранения влияния погрешности шунта  $r_{ш2}$ , равной 0,44%, на магазине  $M_2$  вводят сопротивление 146 ом.

**Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР.** Этот специально разработанный нулевой индикатор, состоящий из собственно указателя и блока питания к нему, отличается от других приборов того же назначения регулировкой фазового сдвига одного из усилителей, автоматической регулировкой усиления, меньшим уровнем шумов и наводок, а также повышенной чувствительностью. Схема, конструкция и характеристики этого прибора приведены в работе [2].

#### Оценка погрешности установки

Дополнительные погрешности, возникающие при измерениях на установке УПТТ-4, вызваны ограниченной чувствительностью нулевого указателя, влиянием цепей с большим током на цепь нулевого указателя (влияние на указатель внешних магнитных полей), ограниченной точностью отсчетов на магазинах проводимости и емкости, погрешностями вспомогательных элементов (трансформаторов, шунтов, магазинов проводимости и емкости), погрешностью измерения силы тока, при которой сличаются трансформаторы, непостоянством частоты тока.

Погрешности измерений из-за реактивности шунтов и магазина проводимости при частоте 50 гц можно считать пренебрежимо малыми (табл. 2).

Таблица 2

Элемент	Параметр	Значение параметра (не более)
Вспомогательный трансформатор $T_D$	Погрешность тока Угловая погрешность	$\pm 0,05\%$ $\pm 0,5 \text{ мрад}$
Вспомогательный трансформатор $T_{a1}$	Погрешность тока Угловая погрешность	$\pm 0,2\%$ $\pm 10 \text{ мин}$ ( $\sim 3 \text{ мрад}$ )
Вспомогательный трансформатор $T_{a2}$	Погрешность тока Угловая погрешность	$\pm 0,2\%$ $\pm 13 \text{ мин}$ ( $\sim 3,7 \text{ мрад}$ )
Шунт $r_{ш1}$	Погрешность Постоянная времени	$\pm 0,1\%$ $1 \cdot 10^{-7} \text{ сек}$
Шунт $r_{ш2}$	Погрешность Постоянная времени	0,4% $\sim 1 \cdot 10^{-7} \text{ сек}$
Магазин проводимости $M_{пр}$	Погрешность Постоянная времени	$\pm 0,2\%$ $\sim 1 \cdot 10^{-7} \text{ сек}$
Магазин емкости $M_{емк}$	Погрешность Угол потерь	0,1% 0,4 мрад
Амперметр с трансформатором $T_{a2}$	Погрешность	$\pm 1\%$
Частотомер	Погрешность	$\pm 0,2\%$

В работе [1] показано, что погрешность установки из-за ограниченной чувствительности, влияния цепей большого тока и ограниченной точности отсчета магазинов не превышает  $1 \cdot 10^{-4}\%$  и  $1 \text{ мрад}$ . Необходимо отметить, что с увеличением вторичных токов сличаемых трансформаторов погрешность от ограниченной чувствительности нулевого указателя уменьшается, но не обратно пропорционально величине вторичного тока, а несколько медленнее. Это объясняется тем, что из-за нелинейности магнитопроводов сличаемых и питающих трансформаторов содержание в токе высших гармонических составляющих с увеличением вторичного тока увеличивается. Если вместо вибрационного гальванометра использовать в качестве нулевого индикатора электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР, то погрешность из-за ограниченной чувствительности последнего будет меньше на один порядок. Повышение чувствительности установки, а также точности отсчетов на магазинах нецелесообразно, так как практически это не уменьшит погрешности измерений на ней.

Выше были перечислены источники погрешностей. Из них три первые являются источниками случайных погрешностей, а остальные — систематических, которые могут быть учтены в виде поправок. Однако пользование поправками значительно усложнило бы получение окончательных результатов измерений; при выполнении определенных требований к элементам установки поправки на систематические погрешности можно не вводить.

С изменением температуры окружающего воздуха, а также вследствие теплового действия вторичного тока, изменяется сопротивление вторичных обмоток сличаемых трансформаторов, а следовательно и измеренная погрешность. Температурное изменение угловой погрешности трансформаторов имеет порядок  $0,4\%/град$ . Поэтому измерение погрешности трансформаторов с относительной погрешностью менее  $0,5 \div 1\%$  не имеет смысла. С другой стороны, точность аттестации трансформаторов, которая обеспечивается при измерении их погрешности (даже с относительной погрешностью  $1\%$ ), вполне достаточна.

Дополнительные систематические погрешности, указанные выше, можно считать распределенными равномерно; действительные их значения могут быть любыми, не превышающими предельных, в частности, не превышающими классов точности элементов установки. Кроме того, эти погрешности с достаточной точностью можно считать независимыми. Заметим также, что погрешности вспомогательных трансформаторов имеют коэффициент корреляции отличный от нуля, так как все эти трансформаторы поверяют по одному и тому же образцовому трансформатору. Однако согласно инструкции [5] погрешность последнего в пять раз меньше допустимых погрешностей поверяемых трансформаторов. Поэтому, если принять этот коэффициент равным нулю, то неточность оценки полной погрешности измерения увеличится лишь незначительно.

Согласно центральной предельной теореме композиция независимых случайных величин при возрастании их числа стремится к нормальному распределению независимо от закона распределения каждой из этих величин. Если их дисперсии оказываются одного порядка, то уже при пяти случайных величинах композицию их с достаточной точностью можно считать распределенной нормально [6, 7].

Предположим, что предельные значения систематических погрешностей, рассмотренных выше, одинаковы и равны  $h$ ; если эти значения не одинаковы, то примем их равными максимальному из них. Средняя квадратическая погрешность  $\sigma_h$  от каждого источника будет

$$\sigma_h = \frac{h}{\sqrt{3}}. \quad (6)$$

Если число независимых погрешностей  $n$ , то можно определить среднюю квадратическую погрешность их композиции

$$\sigma = \sqrt{n\sigma_h^2} = h \sqrt{\frac{n}{3}}. \quad (7)$$

При доверительном интервале  $99\%$  «предельное» значение суммарной погрешности измерений  $H$  составит

$$H = 2,6\sigma = 2,6h \sqrt{\frac{n}{3}}. \quad (8)$$

Отсюда, зная число независимых погрешностей и предельное значение суммарной погрешности измерений, можно оценить допустимые значения погрешностей  $h$

$$h = \frac{1}{2,6} \sqrt{\frac{3}{n}} H. \quad (9)$$

При измерении погрешности тока трансформаторов на установке УПТТ-4 (рис. 1 и 3) независимыми источниками дополнительной погрешности являются частные погрешности:

- 1) токовая вспомогательных трансформаторов  $T_n$  и  $T_{вт}$ ;



- 2) угловая вспомогательных трансформаторов  $T_n$  и  $T_{n2}$ ;
  - 3) шунта  $r_{ш1}$ ;
  - 4) магазина  $M_{пр}$ ;
  - 5) из-за шунтирующего действия магазинов  $M_{пр}$  и  $M_{эмк}$ ;
  - 6) угол потерь магазина  $M_{эмк}$ ;
  - 7) измерения силы тока, при которой сличают трансформаторы.
- Таким образом, в данном случае  $n = 10$  и допустимая погрешность от каждого источника согласно формуле (9) будет:

$$h = \frac{1}{2,6} \sqrt{\frac{3}{10}} H = 0,21H. \quad (10)$$

Для того чтобы предельная суммарная погрешность измерений не превысила 1% ( $H < 0,01$ ), допустимое значение погрешности от каждого источника должно удовлетворять неравенству

$$h < 0,002, \text{ т. е. } h < 0,2\% \text{ или } 2 \text{ мрад.} \quad (11)$$

Аналогично оценим допустимое значение погрешности  $h$  в случае измерения угловой погрешности трансформаторов на установке УПТТ-4. При этом независимыми источниками погрешности будут (рис. 1 и 3) частные погрешности:

- 1) токовая вспомогательных трансформаторов  $T_n$  и  $T_{n2}$ ;
- 2) угловые вспомогательных трансформаторов  $T_n$  и  $T_{n2}$ ;
- 3) шунта  $r_{ш2}$ ;
- 4) магазина  $M_{эмк}$ ;
- 5) измерения силы тока, при которой сличают трансформаторы;
- 6) из-за непостоянства частоты этого тока.

В этом случае  $n = 8$  и допустимая погрешность от каждого источника равна

$$h = \frac{1}{2,6} \sqrt{\frac{3}{8}} H = 0,23H. \quad (12)$$

Чтобы при измерении угловой погрешности трансформаторов предельная суммарная погрешность не превысила 1%, допустимая погрешность от каждого источника должна удовлетворять неравенству

$$h < 0,02, \text{ т. е. } h < 0,2\% \text{ или } 2 \text{ мрад.} \quad (13)$$

Таким образом, как погрешность тока, так и угловую погрешность трансформаторов тока на установке УПТТ-4 измеряют с относительной погрешностью не более 1% при условии, что погрешности от перечисленных выше отдельных источников будут соответственно менее 0,2% и 2 мрад. Если же эти погрешности будут превышать указанные значения, то потребуется введение поправок с погрешностью не более 0,2% и 2 мрад.

Результаты поверки элементов установки приведены в табл. 2. Погрешность шунта  $r_{ш2}$  превосходит допустимую, однако с помощью магазина сопротивления  $M_2$  влияние ее на погрешность измерения установкой устраняется. Параметры прочих элементов установки оказываются допустимыми.

Из-за шунтирующего действия магазина проводимости погрешность  $\gamma_G$  измерений погрешности тока трансформаторов будет

$$\gamma_G = r_{ш2} G, \quad (14)$$

Подставляя в формулу (14)  $r_{ш2} = 0,4 \text{ ом}$  и максимальное значение проводимости магазина  $M_{пр} - G = \frac{1}{200} \text{ ом}^{-1}$  (когда магазин полностью введен), получим  $\gamma_G = 0,2\%$ . Погрешность  $\gamma_G$  измерений погрешности

тока трансформаторов из-за шунтирующего действия магазина емкости будет

$$\gamma_C = r_{\text{инз}} \omega C. \quad (15)$$

При  $r_{\text{инз}} = 0,64 \text{ ом}$ ,  $\omega = 2\pi\nu = 314$  и максимальном значении емкости  $C$  магазина, равной  $20 \cdot 10^{-6} \text{ ф}$  (когда магазин полностью введен), получим  $\gamma_C = 0,4\%$ .

Однако при проверке трансформаторов тока класса точности 0,1 и более точных  $C < 10 \cdot 10^{-6} \text{ ф}$ , поэтому  $\gamma_C < 0,2\%$ .

Таким образом, погрешности от всех источников удовлетворяют неравенствам (11) и (13) и, следовательно, суммарная относительная погрешность измерений на установке УПТТ-4 не превышает 0,01, т. е. 1% от погрешностей тока и угловых погрешностей трансформаторов.

#### Комплексная проверка установки

Комплексная проверка установки УПТТ-4 была выполнена по схеме рис. 5, аналогичной рекомендованной для проверки аппаратов, предназначенных для проверки трансформаторов тока [8].

Промежуточный вспомогательный трансформатор  $T_0$  питается через автотрансформатор  $T_1$  и фазорегулятор  $\Phi P$  от трехфазной сети переменного тока. От нее питается и каскад трансформаторов, состоящий из автотрансформатора  $T_2$ , разделительного  $T_3$  и образцового  $T_4$  трансформаторов тока. Коэффициент трансформации последнего равен 200. Вторичный ток  $I_2$  трансформатора  $T_4$ , поступающий на вход 1 установки, эквивалентен измеряемой разности вторичных токов сличаемых трансформаторов. Амперметры  $A_1$  и  $A_2$  класса точности 0,2 имеют пределы измерения соответственно 5 а и 1 а.

Эквивалентное значение погрешности  $\lambda_0$ , создаваемой током, подведенным на вход 1, будет

$$\lambda_0 = \sqrt{\delta_0^2 + \delta_0^2} = \frac{I_2}{K_4 I_1}, \quad (16)$$

где  $I_2$  — погрешность тока в относительных единицах;

$\delta_0$  — угловая погрешность, рад;

$I_1$  и  $I_2$  — показания амперметров  $A_1$  и  $A_2$ , а;

$K_4$  — коэффициент трансформации трансформатора  $T_4$ .

Результаты проверки установки УПТТ-4, выраженные в десятичных долях процента и в микроградусах, даны в табл. 3.

Как видно из табл. 3, максимальное расхождение между измеренной погрешностью  $\lambda$  и ее значением  $\lambda_0$ , вычисленным по формуле (16), не превышает 1,2%.

Если учесть, что погрешность измерения токов  $I_1$  и  $I_2$  порядка 0,5% (вследствие нестабильности этих токов), то совпадение относительной погрешности установки, определенной по результатам поэлементной ее проверки, со значением ее погрешности, измеренной экспериментально, можно считать удовлетворительным.

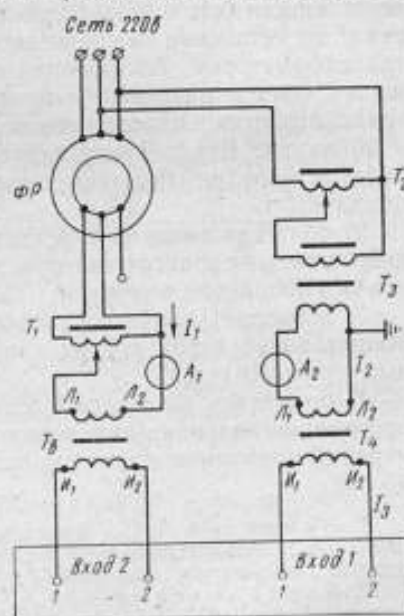


Рис. 5. Схема комплексной проверки установки УПТТ-4.

Фаза тока $I_1$	Показания амперметров		Отсчеты на магазинных при сдвиге фаз токов $I_2$ и $I_3$				$\lambda = \sqrt{f^2 + \delta^2}$	$\lambda_2$	$\frac{\lambda - \lambda_2}{\lambda_2} \cdot 100\%$
	$A_1$	$A_2$	0		$\pi$				
			$f$	$\delta$	$f$	$\delta$			
0	5	0,5	+184	-472	-184	+472	506	500	+1,2
		1	+367	-938	-365	+940	1007	1000	+0,7
$2\pi/3$	5	0,5	-498	+57	+498	-57	502	500	+0,4
		1	-989	+138	+989	-136	995	1000	-0,5
$4\pi/3$	5	0,5	-318	-318	-321	+382	496	500	-0,8
		1	-638	-783	+633	+776	1007	1000	+0,7

### Заключение

Установка УПТТ-4, осуществляющая дифференциально-нулевой метод проверки трансформаторов тока с отсчетом разности погрешностей тока и разности угловых погрешностей сличаемых трансформаторов на магазинных проводимости и емкости соответственно в процентах и сантираданах, обладает рядом достоинств:

1) обеспечивает возможность сличения трансформаторов высоких классов точности 0,1; 0,05 и более точных. Относительная погрешность измерений на установке не превышает 1% от разности погрешностей сличаемых трансформаторов. Абсолютная погрешность измерения разности погрешностей тока и разности угловых погрешностей при сличении, например трансформаторов класса точности 0,1, не превышает соответственно 0,001% и 20 мкрад. Внедрение установки в поверочную практику повысит точность аттестации образцовых трансформаторов тока не менее, чем на один порядок;

2) обладает высокой чувствительностью. Благодаря этому с указанной погрешностью трансформаторы можно сличать при токе, начиная от 1% его номинального значения;

3) позволяет сличать трансформаторы при любой заданной нагрузке. Минимальной нагрузкой их является только сопротивление соединительных проводников;

4) позволяет (вследствие симметричности схемы) применять принцип противопоставления; для исключения систематических погрешностей измерений сличаемые трансформаторы можно менять местами.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Румянцев А. С., Хахамов И. В. Схема для сличения образцовых измерительных трансформаторов тока высокого класса точности на частоте 50 Гц. «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142), М., Издательство стандартов, 1965.
2. Бордюловский А. Ф., Хахамов И. В. Электролюминесцентный указатель равновесия типа ЭЛУР. «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142), М., Издательство стандартов, 1965.
3. ГОСТ 7746—55. Трансформаторы тока. Общие технические требования. Стандартгиз, М., 1955.
4. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Установка для проверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты. «Труды ВНИИМ», вып. 28 (88), М., Машгиз, 1956.
5. Инструкция 193—55 по проверке измерительных трансформаторов. М., Стандартгиз, 1956.
6. Churchill. Realistic Evolution of the Precision and Accuracy of Instrument Calibration Systems. J. of Res NBS, pt. C, v. 67 C., № 2, 1963.
7. Смирнов Н. В. и Душин-Барковский И. В. Краткий курс математической статистики для технических приложений. М.—Л., Физматгиз, 1959.
8. Инструкция 183—54 по проверке аппаратов, служащих для проверки измерительных трансформаторов. М., Стандартгиз, 1954.

Поступила в редакцию  
10/XI 1965 г.



### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА (ИТПТ) С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТОК ПО МАГНИТНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ СЕРДЕЧНИКОВ

Как было показано выше,\* погрешность  $\epsilon$  измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток (рис. 1) определяется следующим выражением:

$$\epsilon = -\frac{2}{H_1 T} \int_{t'}^{t'+T/2} H(t) dt, \quad (1)$$

где  $T$  — период колебания переменного тока;

$H_1$  — напряженность поля, создаваемого в магнитопроводе трансформатора измеряемым током  $I_1$ ;

$$H_1 l = I_1 \omega_1, \quad (2)$$

$l$  — длина магнитного пути;

$\omega_1$  — число витков первичной обмотки;

$H(t)$  — мгновенное значение напряженности поля.

Момент времени  $t'$  определяется из условия:

$$H(t') - H(t' + T/2) = 0, \quad (3)$$

причем  $H(t')$  соответствует нисходящей ветви динамического цикла.

Таким образом, измерения сводятся к определению среднего значения напряженности поля

$$H_{\text{ср}}(t') = \frac{2}{T} \int_{t'}^{t'+T/2} H(t) dt. \quad (4)$$

Эти измерения могут быть выполнены на одном сердечнике от трансформатора с его вторичной обмоткой  $\omega_2$ , по которой следует пропустить переменный и постоянный токи, причем значение последнего ( $I_{\text{ср}}$ ) устанавливают, исходя из соотношения

$$I_1 \omega_1 = I_{\text{ср}} \omega_2. \quad (5)$$

\* См. стр. 144.

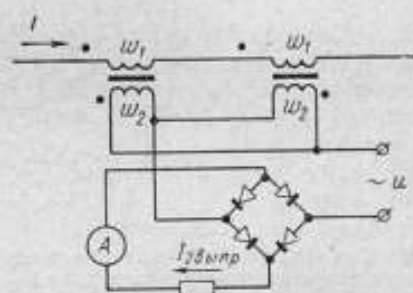


Рис. 1. Схема измерительного трансформатора постоянного тока (ИТПТ) с параллельным включением вторичных обмоток.

Необходимость в испытании двух сердечников появляется лишь при большой разнице в их свойствах. Кроме испытуемого сердечника с обмотками *Обр*, измерительная установка содержит фазочувствительный вольтметр, а также катушку взаимной индуктивности и катушку сопротивления, по которым протекает намагничивающий ток (рис. 2).

Источники постоянного и переменного токов включены параллельно, что позволяет получить сравнительно небольшое полное сопротивление в намагничивающей цепи, а значит, малые искажения кривой магнитного потока. Вместе с тем в цепи генератора переменного напряжения не течет постоянный ток, что дает возможность использовать источник постоянного

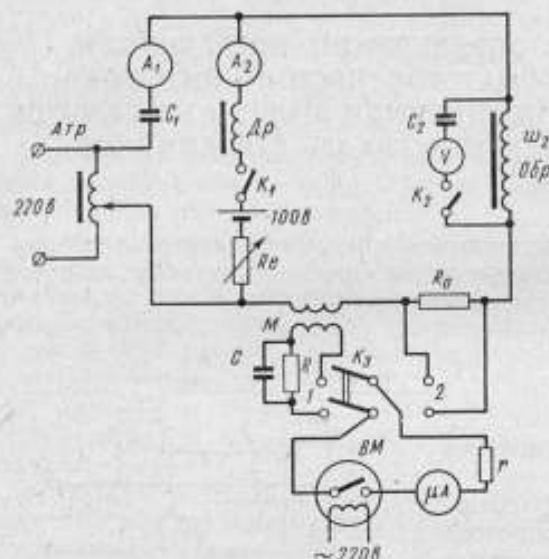


Рис. 2. Схема установки для определения среднего значения напряженности поля  $H_{cp}(t')$ .

$C_1$  и  $C_2$  — конденсаторы, изолирующие автотрансформатор *АТР* и вольтметр *V* от постоянной составляющей тока и напряжения;  $K_2$  — выключатель вольтметра *V*;  $R_0$  — реостат, регулирующий ток  $I_m$ ; *ОБР* — исследуемый сердечник с обмотками (образец).

времени от  $t''$  до  $t'' + T/2$ , можно найти среднее значение э. д. с. индуктированной во вторичной обмотке катушки за промежуток времени  $(t'', t'' + T/2)$

$$E_{cp} = 2fM[i(t'' + T/2) - i(t'')], \quad (7)$$

где  $i(t'')$ ,  $i(t'' + T/2)$  — значения силы тока в моменты времени  $t''$  и  $t'' + T/2$ ;

$f$  — частота переменного тока.

Изменяя момент времени  $t''$ , начиная с которого ток течет по цепи показывающего прибора фазочувствительного вольтметра, можно добиться, чтобы  $E_{cp} = 0$ . В этом случае  $t'' = t'$ , так как напряженность поля  $H(t)$  пропорциональна току  $i(t)$ , и условие (3) будет выполнено. Если, не меняя фазы, подключить вольтметр к потенциальным зажимам безреактивного сопротивления  $R_0$  (рис. 2), то падение напряжения  $u_{R_0}$  будет пропорционально измеряемой величине  $H_{cp}(t')$  [1]

$$u_{R_0} = R_0 \frac{I}{w_2} H_{cp}(t'). \quad (8)$$

тока сравнительно малой мощности и не ухудшать условия работы генератора переменного напряжения. Для защиты источника постоянного напряжения используют фильтр с дросселем *Др*, резко снижающий переменную составляющую тока в этой ветви.

Катушка взаимной индуктивности  $M$  требуется лишь для определения момента времени  $t'$ . Мгновенное значение э. д. с.  $e_m$ , индуктированной во вторичной ее обмотке, определяют следующим образом:

$$e_m = M \frac{di}{dt}, \quad (6)$$

где  $i$  — намагничивающий ток;

$M$  — взаимная индуктивность катушки.

Измеряя среднее значение э. д. с. фазочувствительным вольтметром, усредняющим напряжение за промежутки

Таким образом, значение взаимной индуктивности никак не сказывается на результате измерения. Катушка взаимной индуктивности должна лишь обеспечивать достаточно высокую чувствительность установки, иметь небольшое полное сопротивление цепи первичной обмотки и вносить малую фазовую погрешность.

Для снижения последней последовательно со вторичной обмоткой катушки взаимной индуктивности  $M$  включены параллельно соединенные емкость  $C$  и сопротивление  $R$ , причем

$$R^2 = \frac{L_2}{C}, \quad (9)$$

где  $L_2$  — индуктивность вторичной обмотки.

Требуемое значение постоянного подмагничивания определяют по показанию амперметра  $A_2$  магнитоэлектрической системы, включенного последовательно с намагничивающей обмоткой  $w_2$ .

В тех случаях, когда исследуют зависимость погрешности трансформатора от наибольшего изменения  $\Delta B_{\max}$  переменной составляющей магнитной индукции, последнюю можно определить с помощью фазочувствительного вольтметра по среднему значению э. д. с.  $E_3$ , индуктированной во вспомогательной обмотке  $w_3$  (на рис. 2 не показана). Эти величины связаны следующим образом:

$$E_3 = 2fS w_3 \cdot \Delta B_{\max}, \quad (10)$$

где  $S$  — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Очевидно, что при измерении  $E_3$  момент замыкания контактов выпрямителя должен быть подобран таким образом, чтобы получить наибольшее показание по прибору. При испытаниях трансформаторов обычно определяют зависимость погрешности  $\epsilon$  не от переменной составляющей магнитной индукции, а от вспомогательного (переменного) напряжения, для чего может быть использован вольтметр  $V$ , подключенный к обмотке  $w_2$ . Во избежание влияния постоянной составляющей падения напряжения на результат измерения вольтметром, последовательно с ним включен конденсатор достаточно большой емкости.

Для испытаний были выбраны кольцевые сердечники двух трансформаторов:

- 1) сердечник из пермаллоя марки 80НХС сечением  $10 \text{ см}^2$  и  $l = 82 \text{ см}$ ;
- 2) сердечник из стали марки Э330 сечением  $6,7 \text{ см}^2$  и  $l = 83 \text{ см}$ .

Обмотки первого сердечника имели четыре секции по 3000 витков, соединенные параллельно для более однородного намагничивания.

Обмотки второго сердечника намотаны четырьмя секциями по 1200 витков и также соединены параллельно. Для измерений был использован феррометр типа У-542 и катушка взаимной индуктивности  $M$ , рассчитанная на ток до 15 а. Первичная обмотка катушки взаимной индуктивности и обмотка  $w_2$  исследуемого образца были соединены последовательно с катушкой сопротивления  $R_0$  феррометра.

Источником постоянного тока служила аккумуляторная батарея напряжением в 100 в. Регулируемое автотрансформатором  $Атр$  переменное напряжение измеряли вольтметром  $V$ , который затем отключали, чтобы не вносить погрешность, вызванную собственным током потребления. Требуемое значение постоянной составляющей напряженности поля  $H_1$  устанавливали из соотношений (2) и (5). Ток  $I$  регулировали реостатом и измеряли амперметром  $A_2$ . Измерения были выполнены при подмагничивании током  $I_0$  от 10 до 100% номинального и при напряжении переменного тока от 180 до 250 в.

Для определения значения  $H_{cp}(t')$  включение микроамперметра  $\mu A$  фазочувствительного вольтметра должно происходить в строго



определенной фазе и с правильной полярностью. Выпрямление должно продолжаться ровно половину периода, чего достигают регулировкой продолжительности замыкания контактов механического выпрямителя *ВМ*. Сви-

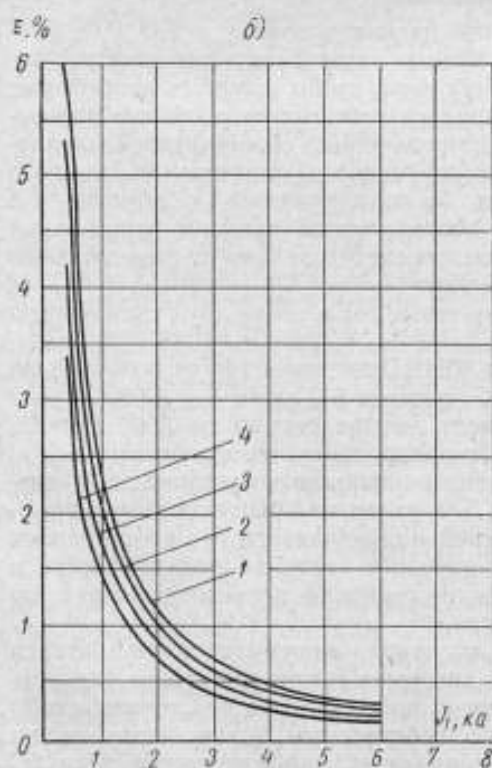
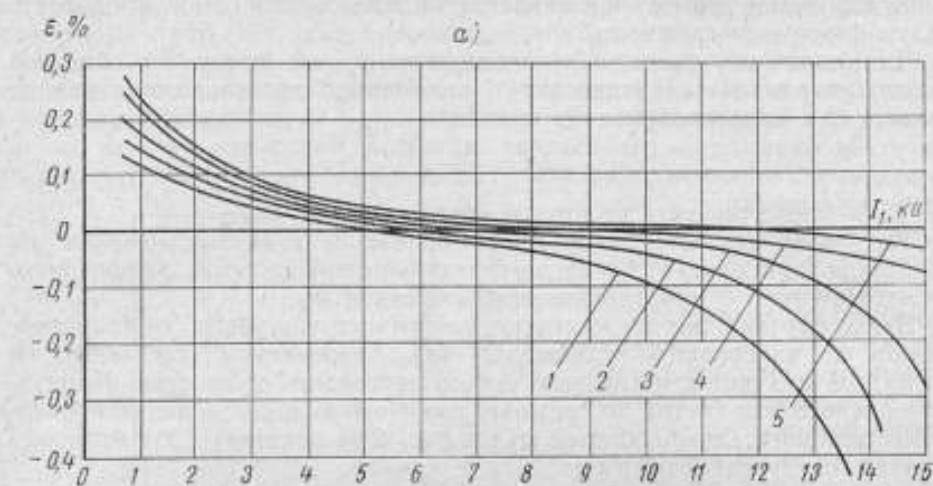


Рис. 3. Зависимость погрешности от первичного тока и вторичного напряжения, определенная с помощью установки с фазочувствительным вольтметром: *а* — для ИТПТ 15 *а/10 а* при  $I_{1\text{ ном}} = 15$  *кА*, *б* — для ИТПТ 6000 *а/10 а* при  $I_{1\text{ ном}} = 6$  *кА*.

Напряжение: 1 — 240 *в*, 2 — 220 *в*, 3 — 200 *в*, 4 — 180 *в*, 5 — 250 *в*.

детельством правильности соединения прибора с катушкой сопротивления  $R_0$  является отклонение его указателя вправо, если цепь намагничивания питается только постоянным током. Устанавливая требуемую фазу, прибор подключают ко вторичной обмотке катушки взаимной индуктивности  $M$ , намагничивают сердечник с одним переменным током (ключ  $K_1$  разомкнут). Изменяя момент замыкания контактов выпрямителя, добиваются показания прибора, равного нулю, и соединяют прибор с сопротивлением  $R_0$  (переключатель  $K_2$  — в положении 2). Если

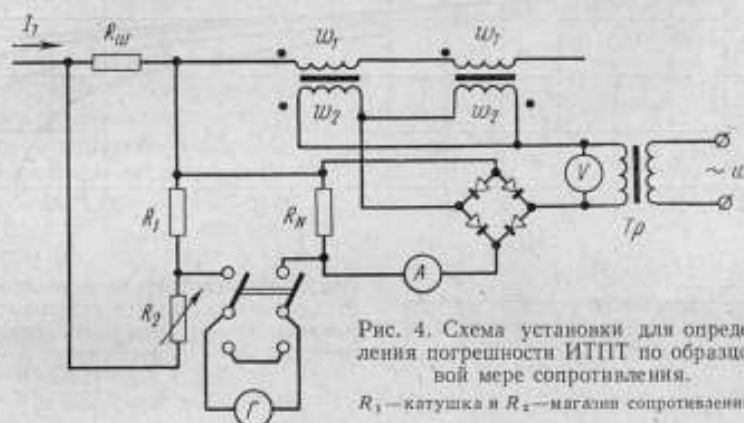
при этом указатель отклонится влево (что соответствует положительной погрешности трансформатора), то прибор включен в требуемой фазе. В противном случае фазу следует изменить на  $180^\circ$ , поворачивая на такой же угол контактную головку механического выпрямителя. Положительный знак погрешности объясняется весьма просто: при отсутствии постоянной составляющей напряженности магнитного поля по обмот-

кам  $\omega_2$  протекает переменный ток. Погрешности  $\varepsilon$  рассчитывали по формуле

$$\varepsilon = \frac{u_{R_2}}{R_2 I_{\text{н}}}. \quad (11)$$

Результаты измерений в виде графиков зависимости погрешности  $\varepsilon$  от первичного постоянного тока  $I_1$  и вспомогательного напряжения приведены на рис. 3.

Погрешности этих же трансформаторов были определены на установке, сходной с известной схемой Шеринга—Альберти (рис. 4) [2]. В цепь измеряемого тока была включена образцовая мера сопротивления  $R_{\text{ш}}$ , падение напряжения на которой сравнивали с падением напряжения



на катушке  $R_N$ , включенной в цепь выпрямленного вторичного тока  $I_{2\text{выпр}}$  измерительного трансформатора ИТПТ.

Применение принудительного воздушного охлаждения позволило без существенного перегрева пропускать через эту меру кратковременный ток до 14 000 а.

В качестве делителя напряжения были использованы магазин сопротивления МСР-49 класса 0,02 и катушка сопротивления в 1000 ом класса 0,01.

Погрешность трансформатора определяли для случая, изображенного на рис. 4, когда падение напряжения на мере  $R_{\text{ш}}$  больше падения напряжения на образцовой катушке  $R_N$ , по формуле:

$$\varepsilon = \frac{R_1 R_{\text{ш}} \omega_2}{2 R_N (R_1 + R_2)} - 1. \quad (12)$$

Результаты определения погрешности этим способом приведены на рис. 5 в виде графиков, подобных рис. 3. Из сравнения тех и других видно, что определение погрешности трансформатора с помощью фазочувствительного вольтметра позволяет правильно установить ход погрешности и оценить порядок ее величины. Некоторую разницу между первыми и вторыми результатами можно объяснить погрешностями методов. Погрешность определения  $\varepsilon$  методом, основанным на применении меры сопротивления, образуется из следующих слагаемых:

1. Погрешность, связанная с неточным определением сопротивлений мер, примененных в схеме уравнивания (рис. 4), равная прибли-

тельно 0,1%, вызвана в основном отсутствием у нас нагрузочных кривых для меры  $R_{10}$  при кратковременном ее включении при токе порядка 8-14 ка.

2. Относительная погрешность, вызванная ограниченной чувствительностью индикатора в схеме уравнивания (рис. 4). Эта погрешность составляет около 0,1% при токе порядка 1-1,5 ка, а затем убывает при-



Рис. 5. Зависимости погрешности ИТПТ от первичного тока и вспомогательного напряжения, определенные с помощью образцовой меры сопротивления: а — ИТПТ 15 000 а/10 а при  $J_{1 \text{ ном}} = 15 \text{ ка}$  и б — ИТПТ 6600 а/10 а при  $J_{1 \text{ ном}} = 6 \text{ ка}$ .

Напряжения: 1 — 180 в, 2 — 200 в, 3 — 220 в, 4 — 240 в.

близительно обратно пропорционально измеряемому току.

3. Погрешность, вызванная неоднородным намагничиванием магнитопровода трансформатора измеряемым током, так как он протекал по пакету шин прямоугольного сечения, в то время как сердечники имели кольцевую форму. Эта погрешность невелика и, по-видимому, не превышает 0,02-0,03%, так как обмотки переменного тока трансформатора были секционированы и соединены параллельно.

4. Погрешность, связанная с обратными токами диодов и не превышающая 0,05%.

Погрешность определения  $\epsilon$  по магнитным характеристикам состоит из двух основных слагаемых.

Первое, равное 5-7%, обусловлено погрешностью измерения падения напряжения  $u_R$ ,



на сопротивлении  $R_0$ ; второе, несколько большее по величине, обусловлено неточностью определения требуемого момента замыкания контактов механического управляемого выпрямителя.

На рис. 6 приведены кривые изменения во времени переменной составляющей напряженности поля и ее производной. Интервалу времени от  $t'$  до  $t' + T/2$  соответствуют небольшие мгновенные значения производной напряженности магнитного поля. Это обстоятельство приводит к тому, что чувствительность измерительного устройства оказывается сравнительно невысокой и точность определения момента  $t'$  замыкания контактов — низкой. По нашим данным погрешность, связанная с ограниченной чувствительностью прибора, может достигать в некоторых случаях до 7–10%.

Следует отметить, что речь идет о погрешности определения величины  $\epsilon$  [см. формулу (1)], так что, например, неточность измерения падения напряжения  $u_{R_0}$  (см. выше) приводит к тому, что при  $\epsilon = \epsilon_{\text{действ}}$  значение, найденное на установке с феррометром, может отличаться от  $\epsilon_{\text{действ}}$  до  $\pm 0,07 \epsilon_{\text{действ}}$ .

Наконец, следует отметить некоторое различие в условиях испытания, вызванное неодинаковыми сопротивлениями в цепи обмоток  $w_2$ .

Если при определении погрешности на большом постоянном токе с помощью образцовой меры сопротивления последовательно с обмотками включают активную нагрузку, состоящую в основном из двухполупериодного выпрямителя, падение напряжения на котором составляет несколько вольт, то при определении погрешности по магнитным характеристикам сердечников последовательно с обмотками включают небольшую индуктивность первичной обмотки катушки  $M$ . Вместе с тем приведенные данные показывают, что предлагаемый способ экспериментального определения погрешности по напряженности магнитного поля имеет точность, вполне достаточную для подобных измерений.

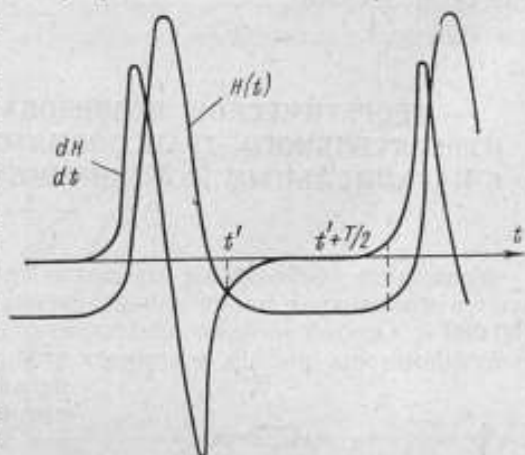


Рис. 6. Изменение во времени напряженности поля и ее производной.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. K r i g W. Messen der Augenblickwerte der Induktion und Feldstärke und der Umagnetisierungsverluste von Elektroblechen. Archiv für Eisenhüttenwesen, 1952, v. 23, s. 207.
2. Чухланцев А. А. Испытание измерительных устройств типа И58 и И506. «Труды института Комитета», вып. 52 (112). М. — Л., Стандартгиз, 1961.

Поступила в редакцию  
10/VI 1966 г.

### ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТК

Устройства, основанные на магнитных элементах, широко используются в настоящее время для измерения больших постоянных токов до 200 000 а. Особый интерес представляют так называемые измерительные трансформаторы (рис. 1), у которых вторичные обмотки соединены парал-

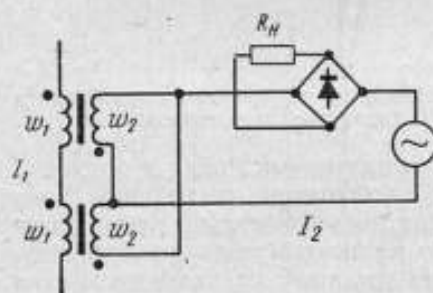


Рис. 1. Схема трансформатора.  
 $R_{н}$  — сопротивление нагрузки.

лельно. Погрешность коэффициента преобразования этих трансформаторов в широком диапазоне значений постоянного тока составляет десятые, а то и сотые доли процента и мало изменяется при колебаниях вспомогательного переменного напряжения.

Анализу процессов, протекающих в трансформаторе, посвящен ряд работ [1—3]. Несмотря на некоторые положительные результаты, полученные в этих работах, в частности, правильную оценку порядка величины погрешности, они не дают достаточно полного объяснения ее зависимости от измеряемого тока. Существенным их недостатком является замена реального динамического цикла перемангничивания двумя отрезками прямых, что затрудняет использование полученных результатов из-за некоторой неоднозначности в выборе параметров аппроксимирующей характеристики.

Ниже излагается метод теоретической оценки погрешности коэффициента преобразования измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток, свободный от указанного недостатка. На основе полученных результатов анализируется зависимость погрешности от измеряемого тока, питающего напряжения и других факторов.

#### Сравнение трансформатора с устройством, имеющим идеализированную кривую намагничивания

Как известно, при определенных условиях у трансформатора тока с идеализированной кривой намагничивания (рис. 2) [2] погрешность коэффициента преобразования равна нулю. Идеализированная кривая намагничивания изображается графически двумя отрезками прямых, один из которых соответствует бесконечной проницаемости при индукции, не

превышающей некоторую величину  $B_s$ , а второй имеет небольшой наклон по отношению к оси абсцисс. Поэтому целесообразно определить погрешность измерительного трансформатора путем сравнения с идеализированным устройством.

Хотя этот прием не является новым, однако при его использовании не будут применяться какие-либо дополнительные предположения, принимаемые без доказательств, ибо это может привести к снижению точности оценки погрешности.

К числу таких предположений относятся: кусочно-линейная аппроксимация реального цикла перемагничивания и одинаковая величина постоянной составляющей индукции для сравниваемых кривых намагничивания [1, 2].

На рис. 3 приведены кривые зависимости от времени напряженности поля и переменной составляющей индукции для заданного несимметричного динамического цикла перемагничивания. При одновременном действии постоянного и переменного магнитных полей происходит смещение уровня составляющей  $B_1$  магнитной индукции, так что  $B_1 \neq B(H_1)$ . Смещение происходит таким образом, что ток, протекающий по вторичной обмотке, не содержит постоянной составляющей. Если считать, что переменная составляющая магнитной индукции изменяется во времени синусоидально:

$$B_{\sim} = B_0 \sin \omega t, \quad (1)$$

то форма кривой тока определяется напряженностью поля  $H(t)$  (рис. 3). Ввиду отсутствия постоянной составляющей в токе, протекающем по вторичной обмотке, будем иметь равенство:

$$\int_0^T [H(t) - H_1] dt = 0, \quad (2)$$

где

$$H_1 = \frac{I_1 \omega_1}{l}, \quad (3)$$

здесь  $I_1$  — измеряемый ток;

$\omega_1$  — число витков в первичной обмотке;

$l$  — средняя длина магнитного пути.

Как видно из рис. 3, ток, протекающий в обмотке одной из половин трансформатора, имеет резко несимметричную форму: одна «полуволна» имеет длительность, меньшую половины периода, и сравнительно большую амплитуду, другая — малую амплитуду и значительную длительность. При этом площади «полуволн» одинаковы, так как постоянная составляющая тока отсутствует.

На рис. 4 приведены кривые изменения во времени токов, протекающих по обмоткам двух половин трансформатора, а также кривая полного тока, протекающего в неразветвленной части цепи. Ввиду симметрии

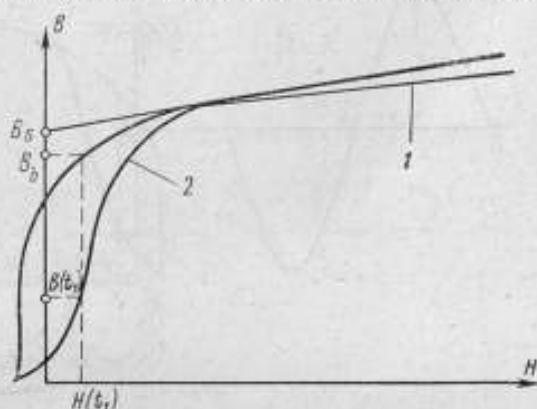


Рис. 2. Идеализированная кривая намагничивания 1 и реальный динамический цикл 2  
 $B(t_1) = B(t_1 + T)$ ;  $B_{\sim} = B(t_1 + T/2)$ .



схемы кривая полного тока не содержит четных гармоник. Если магнитопроводы имеют идеализированную кривую намагничивания, то в определенные промежутки времени полный ток равен нулю.

В это время у магнитопроводов, имеющих обычный цикл перемагничивания, полный ток получает небольшие мгновенные значения.

Ток  $i_n$ , протекающий по неразветвленной части цепи переменного тока в момент времени  $t$ , в силу выбранного способа соединения вторичных

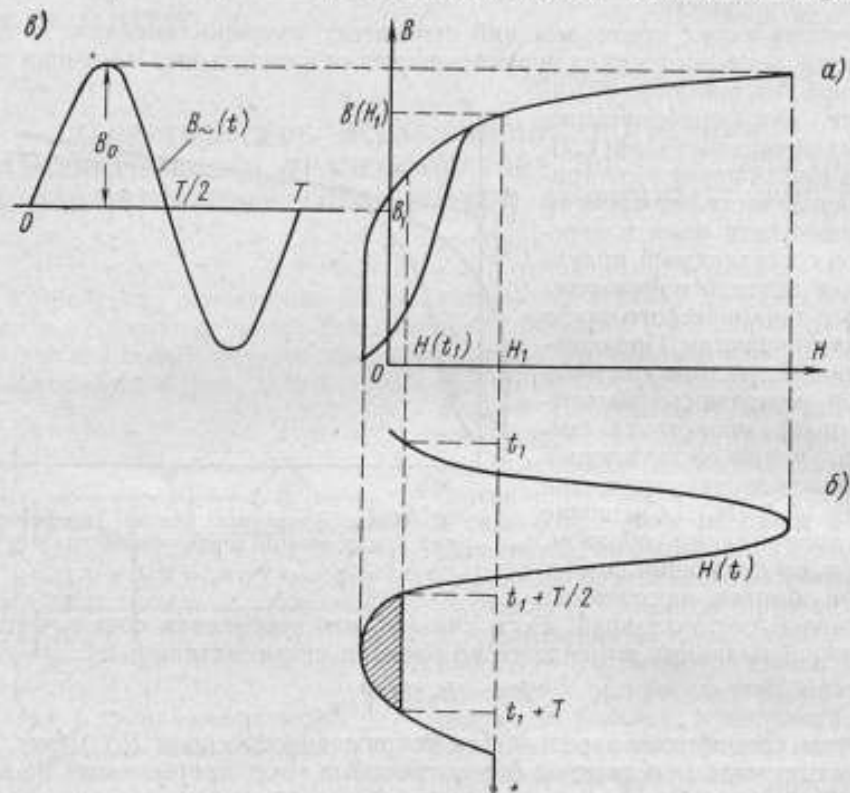


Рис. 3. Форма цикла перемагничивания (а); зависимость напряженности поля (б) и индукции (в) от времени.

обмоток может быть определен как разность мгновенных значений  $i_2(t)$  тока одной половины трансформатора:

$$i_n(t) = i_2(t) - i_2(t + T/2), \quad (4)$$

где  $T$  — период колебаний.

Ввиду отсутствия четных гармоник в кривой тока  $i_n$  длительность полуволн  $i_n(t)$  одинакова [4], поэтому момент времени  $t_1$ , когда  $i_n(t_1) = 0$ , определяется согласно уравнению (4) условием:

$$i_2(t_1) = i_2(t_1 + T/2). \quad (5)$$

Это условие остается справедливым для любого динамического цикла перемагничивания.

В дальнейшем будут сравнены кривые тока для реального и идеализированного случаев. Для упрощения вычислений будем считать, что индукция  $B_s$  и дифференциальная проницаемость идеализированной кривой намагничивания при  $H > 0$  выбираются таким образом, чтобы момент

времени, когда кривые полных токов проходят через нуль, был одинаковым.

Погрешность коэффициента преобразования можно найти следующим образом. Среднее значение тока  $I_{2cp}$ , протекающего по неразветвленной цепи, определяется согласно формуле (4) выражением:

$$I_{2cp} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} [i_2(t) - i_n(t)(t + T/2)] dt. \quad (6)$$

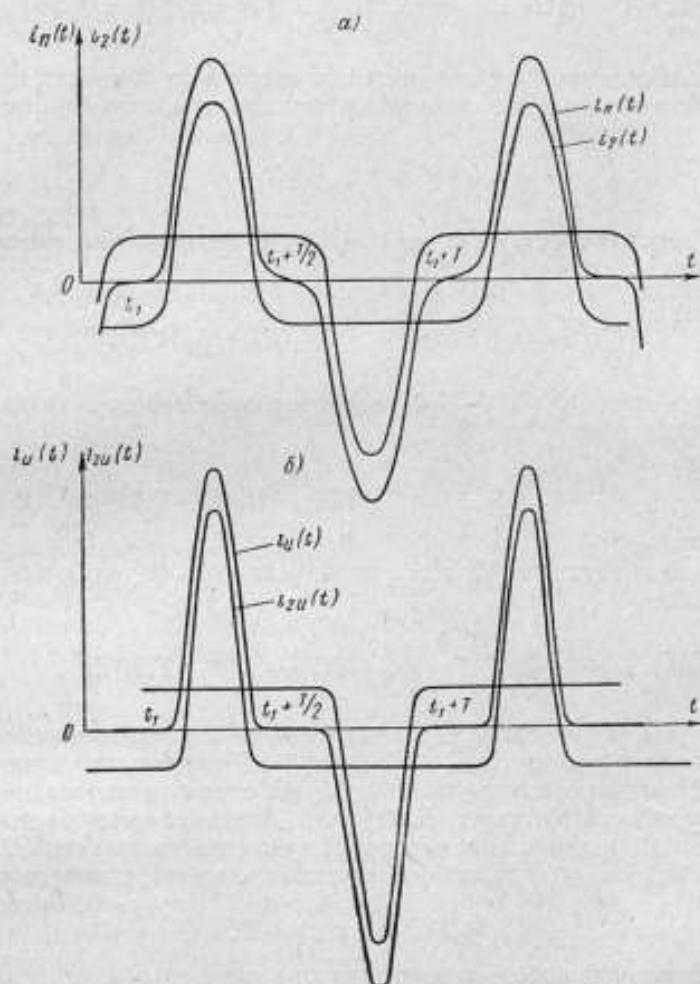


Рис. 4. Кривые полного тока для исследуемого (а) и идеализованного (б) случаев.

Устройству с магнитопроводами, имеющими идеализированную кривую намагничивания, будет соответствовать при том же измеряемом токе  $I_1$  ток, имеющий среднее значение

$$I_{2cp, и} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} [i_{2u}(t) - i_{2u}(t + T/2)] dt, \quad (7)$$

где  $i_2(t)$  мгновенное значение тока, протекающего по вторичной обмотке.

Ввиду того, что в последнем случае погрешность коэффициента преобразования равна нулю, величины  $I_1$  и  $I_{2cp.н}$  связаны соотношением [1]

$$I_{2cp.н} = \frac{2I_1\omega_1}{\omega_2}. \quad (8)$$

Отсюда относительная погрешность коэффициента преобразования  $\varepsilon$  может быть найдена из выражения

$$\varepsilon = \frac{\omega_2}{T I_1 \omega_1} \int_{t_1}^{t_1+T/2} [|i_2(t) - i_{2н}(t)| - |i_2(t+T/2) - i_{2н}(t+T/2)|] dt. \quad (9)$$

Так как постоянной составляющей во вторичных обмотках сравниваемых устройств нет, то можно записать равенства, аналогичные формуле (2):

$$\int_0^T i_2(t) dt = \int_0^T i_{2н}(t) dt = 0. \quad (10)$$

Учитывая периодичность  $i_2(t)$  и  $i_{2н}(t)$ , эти соотношения можно представить в виде

$$\int_{t_1}^{t_1+T/2} [i_2(t) - i_{2н}(t)] dt + \int_{t_1+T/2}^{t_1+T} [i_2(t') - i_{2н}(t')] dt' = 0. \quad (11)$$

Замена переменных  $t = t' - T/2$  позволяет преобразовать формулу (11) следующим образом:

$$\int_{t_1}^{t_1+T/2} [|i_2(t) - i_{2н}(t)| + |i_2(t+T/2) - i_{2н}(t+T/2)|] dt = 0. \quad (12)$$

Сравнивая выражение (12) с (9), можно записать формулу для погрешности  $\varepsilon$  в виде

$$\varepsilon = -\frac{2\omega_2}{T\omega_1 I_1} \int_{t_1}^{t_1+T/2} [i(t+T/2) - i_{н}(t+T/2)] dt. \quad (13)$$

Полный ток для устройства с реальным динамическим циклом обращается в нуль с момента времени  $t_1 + T/2$  (рис. 2). Для моментов времени  $t > t_1 + T/2$  магнитное состояние сердечника с идеализированной кривой намагничивания соответствует  $H_{н}(t) = 0$ . При этом формируется «полу-волна» тока  $i_{2н}(t)$ , длительность которой существенно больше  $T/2$ . Можно считать, что  $H_{н}(t) = 0$  для любого момента времени  $t$ , удовлетворяющего неравенству

$$t_1 + T/2 < t < t_1 + T. \quad (14)$$

При нормальной работе трансформатора даже при некоторых значениях  $t > t_1 + T$  будет  $H_{н}(t) = 0$ , так как последний не будет работать в требуемом режиме, если постоянная составляющая индукции  $B_1$  превышает  $B_S$  [2]. При  $B_1 = B_S$  промежуток времени, в течение которого  $B(t) < B_S$ , будет, очевидно, равен половине периода, а для обычного режима работы, когда  $B_1 < B_S$ , условие  $H_{н}(t) = 0$  выполняется заметно дольше.

Обращение в нуль напряженности поля означает, что значение  $i_{2н}(t)$  определяется равенством

$$i_{2н}(t) = -\frac{H_1 t}{\omega_2} \quad (15)$$



при выполнении условия (14). За этот же промежуток времени току  $i_2(t)$  соответствуют небольшое, по сравнению с  $H_1$ , мгновенное значение напряженности поля  $H(t)$ , которое, как видно из рис. 3, может быть найдено из выражения

$$i_2(t) = -\frac{l}{w_2} [H_1 - H(t)]. \quad (16)$$

Подставляя  $i_2(t)$  и  $i(t)$  из формул (15) и (16) в (13) и заменяя переменные  $t' = T/2 + t$ , получим

$$\varepsilon = -\frac{2}{T} \frac{l}{w_1 I_1} \int_{t_1+T/2}^{t_1+T} H(t') dt'. \quad (17)$$

Наконец, исключая  $I_1$  с помощью равенства (3), находим

$$\varepsilon = -\frac{\frac{2}{T} \int_{t_1+T/2}^{t_1+T} H(t') dt}{H_1}. \quad (18)$$

Итак, погрешность коэффициента преобразования измерительного трансформатора постоянного тока определяется отношением средней напряженности поля

$$H_{\text{ср}} = 2/T \int_{t_2}^{t_1+T/2} H(t) dt, \quad (19)$$

(где  $t_2 = t_1 + T/2$ ) к величине  $H_1$ , связанной с измеряемым током.

#### Зависимость погрешности трансформатора от различных факторов

Для качественной оценки зависимости погрешности от измеряемого тока удобно начать со случая, когда  $H_1 = 0$ .

Моменту времени  $t_1$ , определяемому из условия (5), в данном случае соответствует  $H(t_1) = 0$ . Действительно, при отсутствии подмагничивания длительность «полуволи» переменного тока одинакова и смежные моменты его прохождения через нуль отличаются на половину периода. В этом случае напряженность магнитного поля  $H_{\text{ср}}$ , определяемая формулой (19), будет отрицательной, так как интервалу времени  $[t_2; t_2 + T/2]$  соответствует участок нисходящей ветви динамического цикла перемангничивания, где индукция убывает от остаточной  $+B_r$  до минимальной  $B_{\text{мин}}$ , и участок восходящей ветви — от  $B_{\text{мин}}$  до  $-B_r$ . Поэтому абсолютная погрешность  $\varepsilon H_1$  будет положительной, что согласуется с общеизвестным фактом: переменный ток протекает по вторичным обмоткам при отсутствии подмагничивания.

По мере роста напряженности поля  $H_1$  происходит изменение формы цикла перемангничивания. При выбранном выше знаке  $H_1$  этому соответствует уменьшение промежутка времени, в течение которого полная напряженность поля  $H(t) < 0$ , и увеличение промежутка времени, где  $H(t) > 0$ . В результате условию (5) соответствует  $H(t_1) > 0$ , причем форма цикла также меняется: наименьшая напряженность поля  $H_{\text{мин}}$  убывает по абсолютной величине. В результате по мере роста измеряемого тока  $I_1$  погрешность  $\varepsilon$  убывает до нуля и может изменить знак. Такой ход погрешности подтверждают опытные данные, однако в ранее опубликованных работах [2, 3] не удавалось получить подобной зависимости в общем случае: как правило расчет давал для сравнительно небольших  $I_1$  как  $\varepsilon > 0$ , так и  $\varepsilon < 0$  вопреки опытным данным. Решающим обстоятельством

ством, приводившим к неверному результату, явилось применение весьма грубой кусочно-линейной аппроксимации, а также предположение о том, что при одном и том же измеряемом токе  $I_1$  и переменном потоке идеализированной и аппроксимирующей кривым намагничивания соответствуют одинаковые постоянные составляющие индукции  $B_1$  и совпадающие участки кривых намагничивания в сильных полях. Два последних требования являются несовместимыми. Одинаковое значение  $B_1$  для аппроксимирующей и идеализированной кривых намагничивания приводит к необходимости выбирать несколько отличающихся участков кривых намагничивания в сильных полях. Наоборот, выбор одинаковых участков кривых намагничивания в сильных полях приводит к разным значениям постоянной составляющей индукции для сравниваемых процессов. В действительности пренебрежение даже небольшой разницей между постоянными составляющими у сравниваемых устройств приводит к отбрасыванию довольно значительной добавки к току, возникающей при прохождении положительной (заостренной) «полуволны». Из-за малой дифференциальной проницаемости материала в области сильных магнитных полей небольшая разница в постоянной составляющей индукции приводит к заметному различию в амплитуде тока и среднего его значения. В данном случае эти упрощающие предположения не были использованы при выводе формулы (19), что позволило получить лучшее согласие с экспериментальными данными.

Нетрудно дать оценку порядка погрешности. Для пермаллоя  $H_{cp} \approx 5-10$  а/м. Если при измерении тока порядка 25 000 а используют тороидальные магнитопроводы с длиной магнитного пути около 2,5 м, что соответствует  $H_1 \approx 10^4$  а/м, то  $\epsilon \approx 0,1\%$ . Эти результаты хорошо согласуются с опытными данными\*.

При выводе выражения для погрешности  $\epsilon$  явно не были использованы никакие предположения относительно формы кривой переменной составляющей магнитного потока, поэтому вовсе не обязательно, чтобы последняя изменялась во времени синусоидально. Чтобы приведенное выше выражение оказалось пригодным для какой-либо формы кривой магнитного потока, достаточно, чтобы погрешность устройства с идеализированной кривой намагничивания в этих условиях была бы равна нулю. Оказывается, что это требование выполняется даже при весьма сложных искажениях формы кривой магнитного потока [5].

Однако полученное выражение для погрешности оказывается непригодным для сколь угодно больших измеряемых величин. По мере увеличения тока  $I_1$  интервал времени, в течение которого полный поток во вторичной цепи устройства с идеализированной кривой намагничивания равен нулю, постепенно убывает. Как известно [2], в устройстве с идеализированной кривой намагничивания мгновенное значение полного тока равно нулю тогда, когда значения индукции  $B_I$  и  $B_{II}$  в обоих сердечниках одновременно удовлетворяют условиям

$$-B_S < B_I < B_S; \quad -B_S < B_{II} < B_S. \quad (14)$$

При синусоидальном изменении магнитного потока постоянная составляющая индукции  $B_1$  связана с величиной  $B_S$  следующим образом:

$$B_S = B_1 + B_0 \sin \psi, \quad (15)$$

причем, угол  $\psi$  убывает по мере роста  $H_1$  до нуля.

Начиная с некоторого значения  $I_1$ , постоянная составляющая индукции  $B_1$  будет больше  $B_S$  и устройство с идеализированной кривой намагничивания перестанет работать как трансформатор.

\* См. стр. 137.

Таким образом, погрешность коэффициента преобразования вначале убывает, меняя знак. Далее, в определенном интервале значений измеряемого тока эта погрешность оказывается весьма небольшой: порядка десятых, а то и сотых долей процента. Эта область измеряемых величин соответствует наименьшей по абсолютному значению погрешности  $\epsilon$ . При еще больших значениях  $I_1$  погрешность быстро возрастает.

Нетрудно дать качественную оценку влияния амплитуды вспомогательного напряжения на погрешность  $\epsilon$ . При  $I_1 = 0$  увеличению амплитуды вспомогательного переменного напряжения соответствует рост  $H_{cp}$ . Таким образом, абсолютная погрешность в этих условиях монотонно возрастает.

Для оценки изменения погрешности при  $H_1 \neq 0$  можно принять, что постоянная составляющая индукции  $B_1$  достаточно близка к аналогичной величине, соответствующей идеализированной кривой намагничивания.

В последнем случае увеличение амплитуды переменной составляющей магнитного потока приводит к снижению постоянной составляющей индукции  $B_1$  и уменьшению промежутка времени, в течение которого магнитное состояние характеризуется малой дифференциальной проницаемостью [2].

Как следствие этого, сердечник более длительное время перемагничивается на том участке динамического цикла, где проницаемость велика. Последний приближается по мере роста амплитуды переменной составляющей магнитной индукции к соответствующему участку симметричного гистерезисного цикла (рис. 5), в связи с чем абсолютная погрешность возрастает.

Эти же причины приводят к тому, что резкое возрастание погрешности  $\epsilon$  по абсолютной величине, о чем шла речь выше, наступает при большем значении  $I_1$ , если увеличить амплитуду переменной составляющей индукции  $B_0$ . Хотя это обстоятельство является благоприятным, однако значение  $B_0$  не может превышать значение индукции насыщения: кроме того, при больших значениях  $B_0$  погрешность оказывается довольно заметной в широкой области изменения тока  $I_1$ . Поэтому существует некоторый диапазон оптимальных значений  $B_0$ , где погрешность  $\epsilon$  остается малой как при небольшом измеряемом токе, так и при нагрузке, близкой к номинальной.

В заключение следует отметить влияние переменного магнитного потока в воздухе, пересекающего плоскости витков вторичной обмотки. Это обстоятельство может быть учтено путем соответствующего увеличения наклона участка динамического цикла с малой проницаемостью. Как показано в работе [2], возрастание наклона приводит к тому, что наибольшее значение тока, которое может быть измерено с удовлетворительной погрешностью, убывает обратно пропорционально дифференциальной проницаемости. Поэтому, если площадь, охватываемая витками переменного тока, значительна, то целесообразно несколько увеличить площадь поперечного сечения магнитопровода.

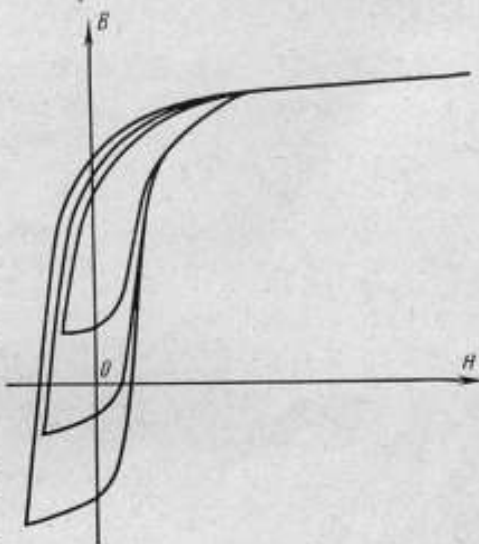


Рис. 5. Изменение формы цикла перемагничивания с увеличением амплитуды переменной составляющей индукции.



#### ЛИТЕРАТУРА

1. K g ä t e r W. «Elektrotechnische Zs.», 1938, Bd. 59.
2. Толстов Ю. Г. Измерительные трансформаторы постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1951.
3. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Измерительные трансформаторы постоянного тока. М.—Л., Госэнергоиздат, 1964.
4. Бессонов Л. А. Электрические цепи со сталью. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949.
5. Толстов Ю. Г. Измерительные трансформаторы постоянного тока для косвенного измерения неизменных по времени напряжений. «Известия АН СССР», отд. техн. наук, 1949, № 2.

Поступила в редакцию  
16/VI 1966 г.

ВНИИМ

### РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ КРУГОВЫХ СЛИЧЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАСШТАБНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Погрешности некоторых особо точных электрических масштабных преобразователей (образцовых измерительных трансформаторов, делителей напряжения и др.) оценивают методом кругового сличения. Для этого взаимно сличают  $N$  преобразователей, имеющих один номинальный коэффициент преобразования  $k_0$ . Затем измеряют коэффициент преобразования каждого преобразователя  $k_i$  каким-либо методом, например, методом автономной поверки («самоповерки») или поэлементной поверки.

Уравнения кругового сличения можно записать в виде

$$k_i - k_j = a_{ij}, \quad (1)$$

$$k_i = a_{i0}, \quad (2)$$

где  $i = 1, 2, \dots, N$ ;  $j = 1, 2, \dots, N$ ;  $i < j$ ;

$a_{ij}$  — показание компарирующего прибора;

$a_{i0}$  — результат автономной или поэлементной поверки.

Если обозначить через  $y_i$  относительное отклонение коэффициента  $k_i$  преобразователя  $i$  от номинала  $k_0$

$$y_i = \frac{k_i - k_0}{k_0},$$

то уравнения (1) и (2) принимают вид

$$y_i - y_j = b_{ij}, \quad (1a)$$

$$y_i = b_{i0}, \quad (2a)$$

где

$$b_{ij} = \frac{a_{ij}}{k_0};$$

$$b_{i0} = \frac{a_{i0} - k_0}{k_0}.$$

Компарирующие приборы для поверки масштабных преобразователей чаще всего градуируют в значениях  $b_{ij}$  и  $b_{i0}$ .

Обозначим через  $p$  отношение весов  $p_2$  уравнений (2) к весам  $p_1$  уравнений (1)

$$p = \frac{p_2}{p_1}.$$

Обычно  $p \ll 1$ .

Для совместного решения уравнений (1а) и (2а) методом наименьших квадратов умножим каждое уравнение (2а) на  $\sqrt{p}$  и получим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} y_i - y_j &= b_{ij}, \\ \sqrt{p} y_i &= \sqrt{p} b_{i0}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Основной определитель  $\Delta$  системы нормализованных уравнений, соответствующих условным уравнениям (3), имеет вид:

$$\Delta = \begin{vmatrix} N+p-1 & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & N+p-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & -1 & N+p-1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & -1 & \dots & N+p-1 \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Отношение значений алгебраических дополнений  $\Delta_{rl}$  к значению определителя  $\Delta$  составляет:

$$\frac{\Delta_{rl}}{\Delta} = \begin{cases} \frac{1+p}{p(N+p)} & \text{при } r=l, \\ \frac{1}{p(N+p)} & \text{при } r \neq l. \end{cases} \quad (4a)$$

Оценки  $y_i^0$  относительных отклонений  $y_i$  могут быть вычислены по формулам

$$y_i^0 = \frac{\sum_{j=1}^N b_{ij} + \sum_{j=1}^N b_{j0} + p b_{i0}}{N+p}. \quad (5)$$

Дисперсия  $D$  погрешностей уравнений измерения (3) равна

$$D = 2 \frac{\sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N (y_i^0 - y_j^0 - b_{ij})^2 + p \sum_{i=1}^N (y_i^0 - b_{i0})^2}{N(N-1)}, \quad (6)$$

а средняя квадратическая погрешность  $\sigma_y$  оценок (5) и их ковариация  $\mu_{ij}$  могут быть вычислены по формулам:

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1+p}{p(N+p)} D}, \quad (7)$$

$$\mu_{ij} = \frac{1}{p(N+p)} D. \quad (7a)$$

Таким образом, в результате выполненной работы выведены формулы для расчета погрешностей масштабных преобразователей по результатам круговых сличений. Выведенные формулы можно применять также при круговых сличениях любых мер и измерительных приборов.

Поступила в редакцию  
2/VII 1966 г.



### НОВЫЙ МЕТОД ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ФАЗОМЕТРОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Широкое промышленное применение токов повышенной частоты привело к созданию технологических установок, работающих в звуковом диапазоне частот и потребляющих мощности до нескольких мегаватт.

При таких мощностях большое значение имеет контроль энергетических показателей, необходимый как для установления экономичного режима работы промышленного оборудования, так и для правильного ведения технологических процессов.

Для оценки коэффициента мощности в установках повышенной частоты выпускают электромеханические фазометры, работающие на фиксированных частотах до 8000 гц. Как правило, градуировка этих приборов выполнена в значениях  $\cos \varphi$ . В отличие от электронных фазометров, определяющих угол сдвига фаз между двумя напряжениями, эти фазометры в дальнейшем будем называть энергетическими.

Согласно инструкции № 194—62 Комитета стандартов однофазные энергетические фазометры поверяют либо прямоугольно-координатными компенсаторами повышенной частоты [1], либо ваттметровым методом с использованием приборов непосредственной оценки. Однако оба метода имеют существенные недостатки и не обеспечивают необходимой точности поверки фазометров классов 0,5 и 1,0. Компенсационный метод дает возможность определять не коэффициент мощности, а тангенс угла сдвига фаз ( $\operatorname{tg} \varphi$ ) между основными волнами кривой тока и напряжения. Для получения правильных результатов в этом случае необходимы источники питания с синусоидальной формой кривых тока и напряжения. Неудобно также определять действительное значение  $\cos \varphi$  по измеренному  $\operatorname{tg} \varphi$ . Угловые погрешности известных компенсаторов переменного тока повышенной частоты при частотах порядка 10 кГц достигают 40—60°. Следовательно, учитывая необходимость некоторого запаса точности, этим методом можно поверять фазометры менее точные, чем класса 2,5.

Более распространен ваттметровый метод, основанный на определении действительного значения коэффициента мощности как отношения активной мощности  $P$ , измеряемой ваттметром, к полной  $Q$ , определяемой либо по показаниям амперметра и вольтметра, либо по максимальному показанию ваттметра (при  $\cos \varphi = 1$ ). Широкое применение ваттметрового метода при поверках энергетических фазометров объясняется прежде всего тем, что он не требует специальной аппаратуры и позволяет использовать образцовые показывающие приборы, применяемые для других видов поверок. Основное его преимущество — возможность непосредственного определения коэффициента мощности (а не сдвига фаз), в значениях

которого градуировано большинство поверяемых фазометров. Однако этот метод имеет и существенный недостаток — высокие требования, предъявляемые к точности и чувствительности образцовых ваттметра, вольтметра и амперметра, особенно при  $\cos \varphi$ , близких к единице. В этом случае даже малая погрешность образцовых приборов может привести к недопустимо большим погрешностям результата измерения.

Действительно, при ваттметровом методе погрешность измерения коэффициента мощности  $\Delta \cos \varphi_0$  можно определить из выражения

$$\Delta \cos \varphi_0 = \frac{\Delta P}{P_{\max}} \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta P}{\Delta P_{\max}} \cos \varphi\right)^2}, \quad (1)$$

где  $\Delta P$  и  $\Delta P_{\max}$  — абсолютные погрешности образцового ваттметра соответственно при данном ( $\cos \varphi < 1$ ) и максимальном ( $\cos \varphi = 1$ ) показаниях;

$\frac{\Delta P}{P_{\max}} = \gamma_P$  — относительная погрешность образцового ваттметра.  
При  $\Delta P \approx \Delta P_{\max}$

$$\Delta \cos \varphi_0 = \gamma_P \sqrt{1 + \cos^2 \varphi}, \quad (2)$$

т. е. погрешность метода лежит в пределах от  $\gamma_P$  (при  $\varphi = 90^\circ$ ) до  $\gamma_P \sqrt{2}$  (при  $\varphi = 0^\circ$ ).

Этот вывод справедлив при условии, что ток и напряжение в процессе измерения поддерживают неизменными.

Представляет интерес оценка погрешности  $\Delta \cos \varphi_0$ , допустимой при поверках энергетических фазометров различных классов точности.

В соответствии с ГОСТ 1845—59 допустимую погрешность  $\Delta_d$  приборов с неравномерной шкалой (в том числе и фазометров) определяют в процентах от длины шкалы, т. е.

$$\Delta_d = (A_{\text{ном}} - A) \frac{l_1}{l} \cdot 100\%, \quad (3)$$

где  $A_{\text{ном}}$  — показание прибора в единицах измеряемой величины;

$A$  — действительное значение измеряемой величины;

$l$  — длина шкалы, мм;

$l_1$  — длина участка шкалы вблизи точки  $A$ , приходящаяся на единицу измеряемой величины, мм.

На рис. 1 изображена типичная для однофазных энергетических фазометров шкала. Угол шкалы таких приборов составляет большей частью  $90-100^\circ$ , причем она практически линейна по отношению к электрическим градусам.

Если обозначить расстояние между двумя отметками на шкале прибора через  $\Delta l_n$ , а изменение  $\cos \varphi$ , соответствующее этому расстоянию, через  $\Delta \cos \varphi_n$ , то будем иметь

$$l_1 = \frac{\Delta l_n}{\Delta \cos \varphi_n}.$$

Следовательно,

$$\Delta_d = \frac{\Delta \cos \varphi}{\Delta \cos \varphi_n} \cdot \frac{\Delta l_n}{l} \cdot 100\% \quad (4)$$

или

$$\Delta_d = \frac{\Delta \cos \varphi}{\Delta \cos \varphi_n} \cdot \frac{\Delta \alpha_n}{\alpha_{\text{ш}}} \cdot 100\%,$$

где  $\Delta \cos \varphi$  — абсолютная погрешность фазометра для поверяемого значения  $\cos \varphi$ ;

$\Delta \alpha_n$  — угол шкалы, соответствующий участку шкалы длиной  $\Delta l_n$ ;

$\alpha_{\text{ш}}$  — полный угол шкалы фазометра.

Отсюда

$$\Delta \cos \varphi = \frac{\Delta_d}{100} \cdot \frac{I}{\Delta I_n} \Delta \cos \varphi_n.$$

Учитывая характер шкалы фазометра, а также выражения (2) и (4), нетрудно определить допустимую приведенную погрешность образцового ваттметра,  $\gamma_p$ , применяемого для проверки фазометра данного класса точности с требуемым запасом точности  $n$ :

$$\gamma_p = \frac{\Delta_d}{n} \cdot \frac{I}{\Delta I_n} \cdot \frac{\Delta \cos \varphi_n}{\sqrt{1 + \cos^2 \varphi}} [\%], \quad (5)$$

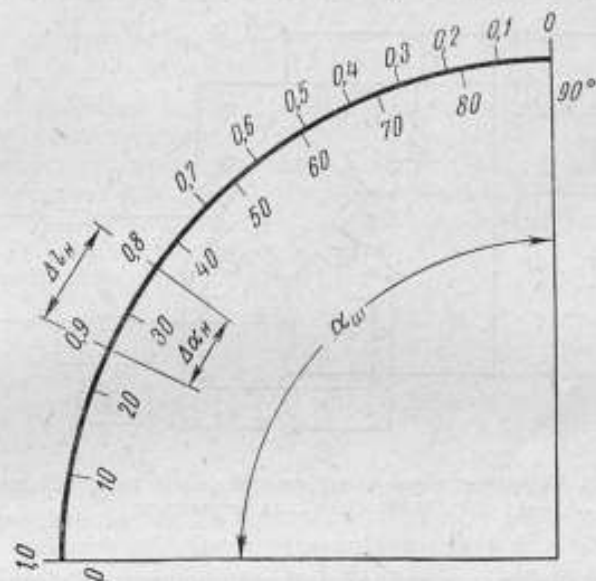


Рис. 1. Вид шкалы, типичной для электромеханического фазометра.

где  $\Delta_d$  — число, обозначающее класс точности поверяемого прибора;

$$n = \frac{\Delta \cos \varphi}{\Delta \cos \varphi_n}.$$

В таблице приведены расчетные данные, характеризующие требования к образцовому ваттметру для различных отметок шкалы фазометра класса 0,5, подобной изображенной на рис. 1. Согласно инструкции  $n = 2,5$ .

Номинальное значение $\cos \varphi$	Допустимая погрешность		Допустимая приведенная погрешность ваттметра $\gamma_p, \%$
	фазометра $\Delta \cos \varphi$	образцового метода $\Delta \cos \varphi_n$	
1,0	0,001	0,0004	0,028
0,9	0,005	0,002	0,12
0,5	0,01	0,004	0,24
0	0,01	0,004	0,25

Из таблицы видно, что проверка фазометра при  $\cos \varphi = 1$  не может быть выполнена существующими ваттметрами. Ввиду этого инструкция



рекомендует поверять значение  $\cos \varphi = 1$ , подавая на фазометр ток и напряжение, совпадающие по фазе. Контролировать синфазность тока и напряжения рекомендуется осциллографом. Однако даже при таком усложнении методики требования к образцовому ваттметру остаются высокими, так как для поверки отметки 0,9 необходим прибор класса точности 0,1. Известно, что ваттметры этого класса выпускают лишь для частоты 50 гц, в то время как освоены уже лабораторные фазометры класса 0,5 для фиксированных частот до 8000 гц.

Предлагаемый в данной работе метод поверки электромеханических фазометров основан на использовании статических умножающих цепей — преобразователей мощности [2]. Как показали исследования, для построе-

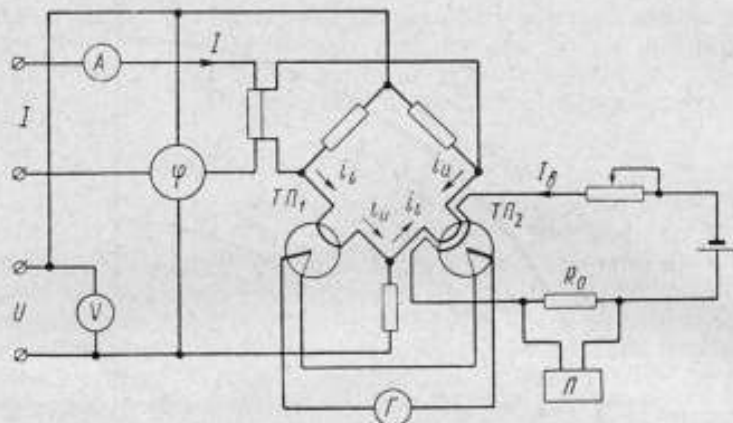


Рис. 2. Принципиальная схема измерительной цепи при поверке электромеханических фазометров.

ния точных статических преобразователей мощности, работающих в широком диапазоне частот, наиболее приемлемы термопреобразователи. В разработанном методе использована мостовая цепь с двумя термопреобразователями.

Принципиальная схема поверки фазометра показана на рис. 2. Термопреобразователь  $ТП_2$  с двумя нагревателями (основным и вспомогательным) аналогичен по конструкции  $ТП_1$  с одним нагревателем. Основной нагреватель  $ТП_2$  включен в цепь моста, а вспомогательный питается постоянным (вспомогательным) током  $I_n$ .

Известно, что количество тепла, выделенное в нагревателе термопреобразователя, пропорционально квадрату проходящего по нему тока. При включении нагревателя в цепь переменного тока из-за его большой тепловой инерции температура перегрева не успевает следовать за изменением подводимого этим током тепла и определяется средним значением последнего. Для нагревателей термопреобразователей  $ТП_1$  и  $ТП_2$  средние превышения их температур над температурой окружающей среды при установившемся тепловом режиме будут соответственно

$$\Theta_{1cp} = \frac{n_1}{T} \int_0^{\tau} (i_U + i_i)^2 dt;$$

$$\Theta_{2cp} = \frac{n_2}{T} \int_0^{\tau} [(i_U - i_i)^2 + I_n^2] dt,$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — коэффициенты, определяемые конструкцией, сопротивлением и теплопроводностью нагревателей;

$i_U$  и  $i_I$  — мгновенные значения токов в основных нагревателях, пропорциональных току и напряжению фазометра.

Э. д. с.  $e_1$  и  $e_2$  термопар термопреобразователей пропорциональны первой степени температуры перегрева  $\Theta$  и, следовательно, определяются выражениями:

$$e_1 = k_1 \Theta_{1cp} = \frac{k_1 n_1}{T} \int_0^T (i_U + i_I)^2 dt;$$

$$e_2 = k_2 \Theta_{2cp} = \frac{k_2 n_2}{T} \int_0^T [(i_U - i_I)^2 + I_n^2] dt,$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — удельные т. э. д. с. термопар, соответствующие изменению температуры на  $1^\circ \text{C}$ .

Регулируя вспомогательный ток  $I_n$  во втором нагревателе, можно достигнуть равенства т. э. д. с.  $e_1$  и  $e_2$  на выходах  $ТП_1$  и  $ТП_2$ . Равенство т. э. д. с. фиксирует гальванометр  $G$ , нулевому показанию которого соответствует отсутствие разностной т. э. д. с.

Если термопреобразователи идентичны и  $e_1 = e_2$ , то

$$n_1 = n_2, \quad k_1 = k_2$$

и

$$\frac{1}{T} \int_0^T (i_U + i_I)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T [(i_U - i_I)^2 dt + I_n^2]. \quad (6)$$

Из уравнения (6) видно, что интеграл в левой его части равен квадрату действующего значения тока  $I_1$  в нагревателе  $ТП_1$ , а первое слагаемое правой части — квадрату действующего значения тока  $I_2$  в основном нагревателе  $ТП_2$ :

$$I_1^2 = I_U^2 + I_I^2 + 2I_U I_I \cos(I_U I_I);$$

$$I_2^2 = I_U^2 + I_I^2 - 2I_U I_I \cos(I_U I_I). \quad (7)$$

Подставив  $I_1^2$  и  $I_2^2$  в уравнение (6), получим

$$I_U^2 + I_I^2 + 2I_U I_I \cos(I_U I_I) = I_U^2 + I_I^2 - 2 \cos(I_U I_I) + I_n^2;$$

после преобразований

$$I_n^2 = 4I_U I_I \cos(I_U I_I) = BUI \cos \varphi = BP, \quad (8)$$

где  $B$  — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, квадрат вспомогательного тока во втором нагревателе  $ТП_2$  пропорционален измеряемой активной мощности, а при  $\cos \varphi = 1$  (при отсутствии угловой погрешности преобразователя)

$$I_{n \max}^2 = BUI = BP_{\max}. \quad (9)$$

Если в процессе измерения поддерживать неизменными напряжение  $U$  (вольтметром  $V$ ) и ток  $I$  (амперметром  $A$ ), а максимальную мощность  $P_{\max}$  устанавливать изменением сдвига фаз, то действительное значение косинуса угла сдвига фаз будет

$$\cos \varphi = \frac{P}{P_{\max}} = \left( \frac{I_n}{I_{n \max}} \right)^2. \quad (10)$$

Вспомогательный ток измеряют потенциометром постоянного тока  $\Pi$ , для чего в цепь  $I_n$  включают образцовую катушку сопротивления  $R_0$ . Следовательно, измерив один раз  $I_{n \max}$  и поддерживая неизменными номинальный ток и напряжение, можно найти  $I_n$ , а затем и действительное значение  $\cos \varphi$ , соответствующее каждой отметке шкалы поверяемого фазометра. Погрешность фазометра определяют по формуле (3).

При идентичных характеристиках термопреобразователей (основных нагревателей и термопар) источниками погрешности метода являются: погрешность определения отношения  $(I_n/I_{n \max})^2$ , нестабильность тока и напряжения за время измерения, угловая погрешность преобразователя мощности.

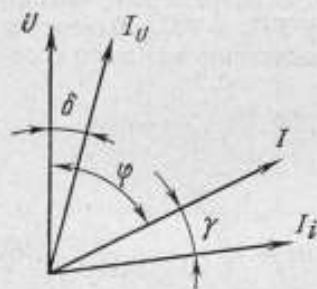


Рис. 3. Векторная диаграмма токов и напряжений преобразователя мощности.

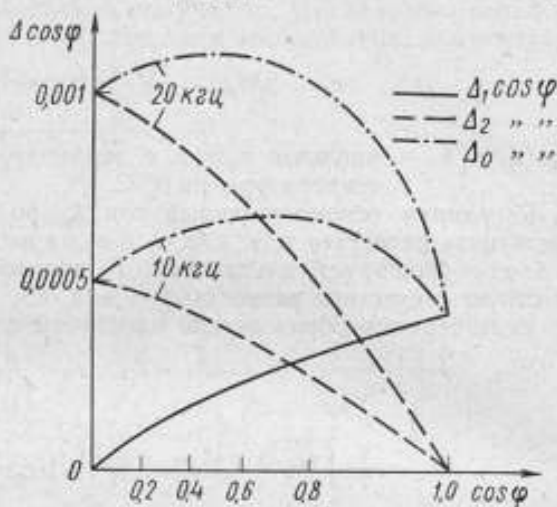


Рис. 4. График зависимости погрешностей метода от значения измеряемого  $\cos \varphi$ .

Первую составляющую погрешности метода нетрудно определить на основании закона сложения средних погрешностей

$$\Delta_1 \cos \varphi = 2 \sqrt{2} \cos \varphi \gamma_{I_n} \quad (11)$$

где  $\gamma_{I_n}$  — относительная погрешность измерения тока  $I_n$ .

Наибольшего значения  $\Delta_1 \cos \varphi$  достигает при  $\cos \varphi = 1$ . Если использовать потенциометр постоянного тока класса точности 0,015, то  $\Delta_1 \cos \varphi < 0,0004$ , что соответствует требованиям, установленным при поверке фазометров класса 0,5 (см. таблицу). При измерении  $I_n$  более точным потенциометром эта погрешность уменьшится.

Влияние угловой погрешности ваттметрового преобразователя проявляется в том, что сдвиг фаз  $\varphi = (I_U I_I)$  в действительности несколько отличается от угла сдвига фаз между током и напряжением. В этом можно убедиться, рассмотрев векторную диаграмму токов и напряжений преобразователя мощности на рис. 3.

В соответствии с диаграммой

$$\cos(I_U I_I) = \cos[\varphi + (\gamma - \delta)] = \cos \varphi \cos(\gamma - \delta) - \sin \varphi \sin(\gamma - \delta),$$

где  $\gamma$  и  $\delta$  — угловые погрешности соответственно цепи тока и напряжения преобразователя мощности.

Погрешность метода  $\Delta_2 \cos \varphi$ , обусловленную указанной выше причиной, определяют из выражения

$$\Delta_2 \cos \varphi = \cos \varphi - \cos(I_U I_I) = \sin \varphi \sin(\gamma - \delta).$$



Из этой формулы очевидно, что вторая составляющая погрешности метода зависит также от угла сдвига фаз и достигает максимального значения при  $\cos \varphi = 0$  ( $\varphi = 90^\circ$ ).

Преобразователь мощности выполнен таким образом, что эквивалентная постоянная времени его цепи  $\tau_2$  составляет не более  $10^{-3}$  сек. Тогда, если  $\varphi = 90^\circ$ , то  $\Delta_2 \cos \varphi = 0,0006$  — при частоте 10 кГц и  $\Delta_2 \cos \varphi = 0,001$  — при частоте 20 кГц.

На рис. 4 показан график зависимости составляющих погрешности от косинуса угла сдвига фаз и суммарной погрешности  $\Delta_0 \cos \varphi$ . При частоте 20 кГц погрешность возрастает из-за увеличения ее составляющей, обусловленной наличием угловой погрешности преобразователя мощности.

Из графика и таблицы очевидно, что предлагаемый метод применим для поверок фазометров класса 0,5 при частотах до 20 кГц. Однако при этом необходимо, чтобы в течение 2—3 мин измерения переменный ток и напряжение, питающие преобразователь мощности, оставались неизменными. Метод проверен экспериментально. В качестве преобразователя мощности был использован термокомпаратор установки УВ-2, который включали по схеме, применяемой для поверок малокосинусных ваттметров (по методу равных температур).

Применяя установку УВ-2 для поверок фазометров классов 1,0 и менее точных, в ее схему следует внести незначительные изменения: в цепь питания вспомогательного нагревателя компаратора включить образцовую катушку  $R_0 = 10$  ом, необходимую для измерения тока в нагревателе, и соответственно увеличить напряжение питания этой цепи (с 1,3 до 4 в). Падение напряжения на сопротивлении  $R_0$  измеряют потенциометром класса 0,015, входящим в комплект установки УВ-2. Неизменность тока и напряжения в цепи компаратора контролируют амперметром типа Д570 и вольтметром типа Д567 с зеркальными шкалами.

При поверках фазометров высших классов на установке УВ-2 для получения большей чувствительности целесообразно заменить гальванометр ГПЗ-2 (применяемый для контроля равенства т. э. д. с. преобразователей) более чувствительным гальванометрическим автокомпенсационным прибором типа Р-325. Вспомогательный ток следует измерять более точным потенциометром, например Р-308 или Р-309, класса 0,005 или 0,002.

При экспериментальной проверке метода для питания установки УВ-2 были применены новые более стабильные усилители мощности и генератор, разработанные во ВНИИМ [3].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. О поверке однофазных фазометров компенсационным методом. «Труды институтов Комитета», вып. 38 (98). М.—Л., Стандартгиз, 1959.
2. Рождественская Т. Б., Галахова О. П. Применение метода равных температур в термоэлектрическом преобразователе мощности для проверки энергетических фазометров (измерителей  $\cos \varphi$ ). Сб. рефератов № 5. М.—Л., Издательство стандартов, 1965.
3. Зорин Д. И., Эскин С. П. Высокостабильный источник звуковой частоты. «Новые научно-исследовательские работы по метрологии», вып. 4. М.—Л., Издательство стандартов, 1964.

Поступила в редакцию  
5/XII 1965 г.

### ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ РЕВЕРСИВНЫХ СЧЕТЧИКОВ ПРИ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Одним из способов определения целого порядка интерференции, т. е. числа длин волн, укладывающихся в данной разности хода, является реверсивный (двунаправленный) счет интерференционных полос.

Во ВНИИМ разработан и исследован реверсивный декатронный счетчик типа РСДК-1 (рис. 1) для определения алгебраической суммы интер-

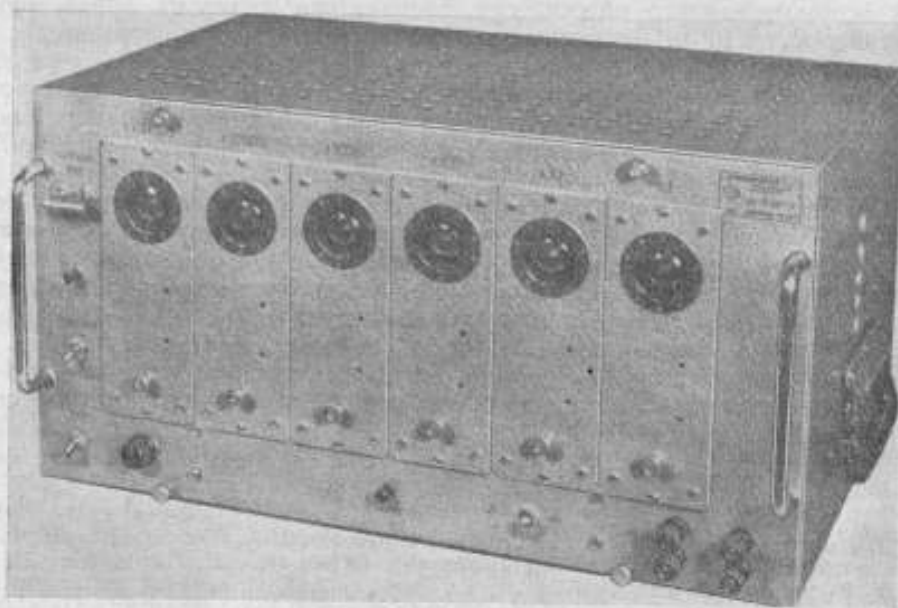


Рис. 1. Реверсивный декатронный счетчик типа РСДК-1.

ференционных полос, получаемых от оптического интерферометра [1]. Упрощенная блок-схема счетчика показана на рис. 2, а временные диаграммы, поясняющие его работу, — на рис. 3.

Два электрических сигнала  $a$  и  $b$  (рис. 2), изменяющихся по закону, близкому к синусоидальному, с углом сдвига фаз между ними  $\sim 90^\circ$  поступают на вход схемы формирования импульсов. Эта схема состоит из двух одностабильных триггеров  $OT_1$  и  $OT_2$ , дифференцирующей цепи  $ДЦ$  фазоинверсного каскада  $ФИК$  и двух формирующих каскадов сложения  $ФКС$  и вычитания  $ФКВ$ . Из сигналов  $a$  и  $b$  формируются прямоугольные

импульсы  $A$  и  $B$ . Последний дифференцируется и поступает на фазоинверсный каскад, с выхода которого снимают импульсы  $+B'$  и  $-B'$ . Дифференцированные импульсы  $+B'$  и  $-B'$  складываются с прямоугольным  $A$  и воздействуют на входы ФКС и ФКВ. Уровень срабатывания формирующих каскадов показан на рис. 3, а пунктиром.

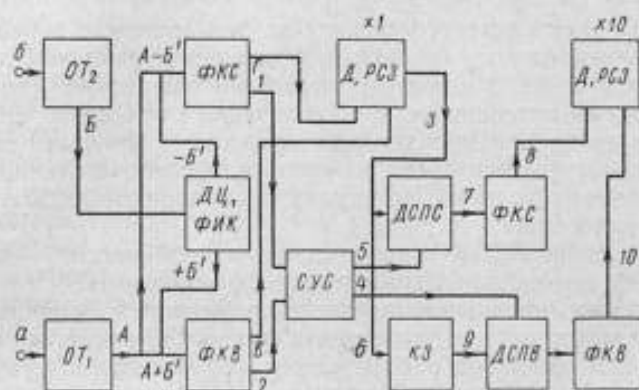


Рис. 2. Упрощенная блок-схема реверсивного счетчика типа РСДК-1.

Цифры 1-10 — соответствуют обозначениям импульсов на рис. 3, б.

При движении интерференционных полос в одну сторону сигнал  $a$  опережает по фазе сигнал  $b$  и формирующий каскад, на вход которого поступают импульсы  $A + B'$ , и выдает импульсы  $B$ . При движении полос

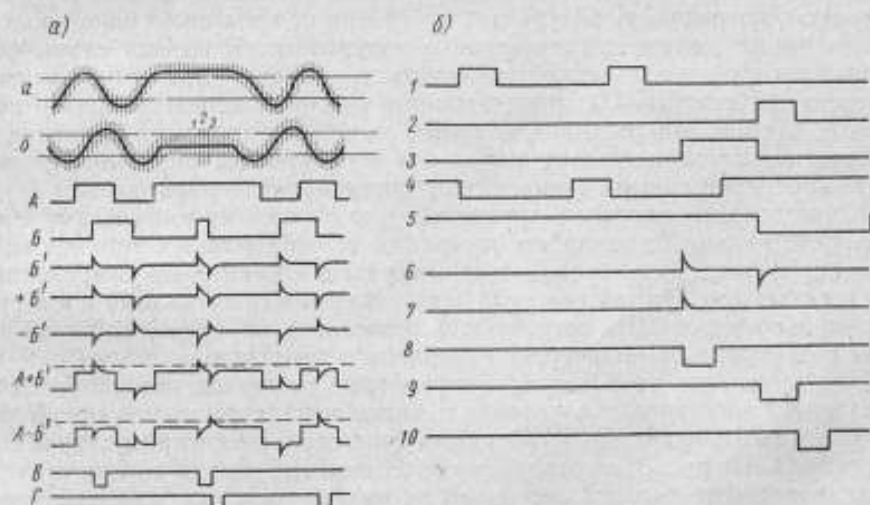


Рис. 3. Временные диаграммы схемы формирования импульсов (а) и реверсивных декадных декад (б).

в другую сторону сигнал  $a$  отстает по фазе от сигнала  $b$  и формирующий каскад, на вход которого поступают импульсы  $A - B'$ , выдает импульсы  $Г$ .

Назначение реверсивного счетчика — подсчитать сумму импульсов, например,  $Г$  и вычесть из нее число импульсов  $B$ . Преобразование световых потоков на выходе интерферометра ( $10^{-8}$ — $10^{-10}$  дл) в электрические



сигналы сопровождаются всегда значительными шумами, тем не менее ошибок в подсчете числа интерференционных полос не должно быть. Их можно устранить двумя способами: увеличением отношения сигнал—шум на выходе фотоэлектрического преобразователя или построением таких формирующих и счетных электронных схем, которые окончательно исключали влияние шумов.

Увеличение электрического сигнала за счет светового ограничено пределами измерения длины, так как для измерения больших длин (более 10 м) необходимо использовать специальные монохроматические источники света малой интенсивности. Увеличение отношения сигнал—шум за счет сужения полосы пропускания приводит к уменьшению скорости счета, т. е. увеличивается время измерения, а следовательно, и влияние изменений внешних условий (температуры, влажности, давления и т. п.) на точность измерения.

В счетчике типа РСДК-1 использован второй способ — исключение влияния шумов на окончательный результат измерения.

При измерении линейных перемещений изменяются скорость движения интерференционных полос и угол сдвига фаз между входными сигналами. Для обеспечения надежной работы схемы формирования импульсов при изменении частоты следования входного сигнала уровни срабатывания одностабильных триггеров выбраны ниже минимальной амплитуды входного сигнала с симметричным расположением относительно нулевой линии. Симметричное расположение уровней (показанных на рис. 3, а штрихпунктиром) относительно нулевой линии позволяет получить максимально допустимое изменение угла сдвига фаз без нарушения правильности счета.

Скорость движения полос уменьшается до нуля при отсчете и изменении направления движения полос. Отсчет можно производить в любой точке интерференционной полосы. Если на входной сигнал не влияют шумовые импульсы, погрешность результата измерения не превышает одной полосы независимо от количества измеряемых интервалов. К выходу схемы формирования импульсов можно подключать два однонаправленных или один реверсивный счетчик. Однонаправленные счетчики нецелесообразно применять, так как это увеличивает время отсчета и усложняет вычисления. Количество дополнительных импульсов на счетчиках определяется возвратно-поступательными движениями интерференционных полос.

Когда входные сигналы сопровождаются шумовыми импульсами с амплитудой, меньшей уровня срабатывания одностабильных триггеров, на входе последних будут появляться импульсы с некоторым опережением или отставанием. Но так как угол сдвига фаз между сигналами *a* и *b* приблизительно равен  $90^\circ$ , погрешность результата не превысит одной полосы независимо от количества измеряемых интервалов.

Для выяснения требований к параметрам счетчиков интерференционных полос, работающих в условиях, когда амплитуда шумов превышает уровень срабатывания одностабильных триггеров, рассмотрим случай снятия отсчета. На рис. 3, а показан наиболее опасный момент снятия отсчета, когда существует высокий потенциал на выходе триггера, подготавливающий к работе формирующие каскады.

Предположим, что шумовые импульсы на сигнале *a* не превышают уровня срабатывания, а значит обеспечивается стабильность потенциала подготовки. При этих условиях амплитуда шумовых импульсов на сигнале *b* может превышать уровень срабатывания и правильность счета не нарушится. Действительно, появление только однополярного импульса *1* вызовет срабатывание триггера от сигнала *b*. Счетчик покажет дополнительный импульс, однако погрешность измерения не превысит одной полосы, так как при дальнейших измерениях дополнительный импульс учи-

тывается устройством как появление новой интерференционной полосы с опережением или вычитается при изменении направления движения полос. При разнополярных шумовых импульсах 1, 2, 3 погрешность также будет не больше одной полосы. Действительно, положительный импульс 1 вызовет появление положительного перепада *Б*, импульс 2 не изменит состояния триггера, работающего от сигнала *б*, если время возвращения этого триггера в исходное состояние больше времени между импульсами 1 и 2. Отрицательный импульс 3 переведет триггер в первоначальное положение. Из импульса *Б* формируются два коротких импульса, которые поочередно запуская формирующие каскады сложения и вычитания. Результат, показанный реверсивным счетчиком, не изменится от влияния шумов. При одновременном срабатывании одностабильных триггеров возникает импульс, соответствующий приходу импульса от интерференционной полосы с некоторым опережением или отставанием. Таким образом, даже при минимальной частоте следования входного сигнала необходимо быстрое переключение счета в прямом и обратном направлениях. Применять два однонаправленных счетчика нецелесообразно, так как они будут дополнительно считать шумовые импульсы.

При шумовых импульсах на сигнале *а*, превышающих уровень срабатывания триггера, а на сигнале *б* — ниже его, возможно одновременное срабатывание одностабильных триггеров, что приводит к просчету полосы. Следовательно, защита реверсивных счетчиков от влияния этих импульсов обеспечивается, когда амплитуда шумовых импульсов на сигнале *а* меньше уровня срабатывания триггера, а на сигнале *б* значительно превышает его. Эти условия легко выполнить посредством неравного деления световых потоков преобразователем интерференционных полос в электрические сигналы и подачей последних на соответствующие одностабильные триггеры.

Для исключения погрешности от шумов в счете необходимо, чтобы: а) постоянная времени дифференцирующей цепи  $\tau_d$  была по крайней мере в три раза меньше минимально возможной длительности прямоугольного импульса триггера; б) длительность выходных импульсов *В* и *Г* формирующих каскадов на уровне 0,1 была не больше  $5\tau_d$ ; в) время переключения реверсивного счетчика со сложения на вычитание не превышало  $10\tau_d$ .

Алгебраическую сумму импульсов *В* и *Г* определяют реверсивным счетчиком. Экспериментальные исследования, проведенные на интерферометре [1], показали, что вследствие механических вибраций невозможно считать полосы при скоростях свыше 500 в секунду. Поэтому данный счетчик разработан на декатронах. Ввиду отсутствия промышленных образцов декатронов, приспособленных для реверсивного счета, схема счетчика усложнена. На блок-схеме (рис. 2) показаны две декады счетчика; временные диаграммы, поясняющие взаимодействие между первой и второй декадами, приведены на рис. 3, б.

Первая декада состоит из реверсивной схемы запуска РСЗ с двумя каналами (сложения и вычитания), соединенными с выходами формирующих каскадов ФКС и ФКВ, и декадрона *Д*. При последовательном соединении реверсивных декад с выхода каждой из них получают два сигнала: один, соответствующий прохождению разряда в декадроне через нуль, — при сложении; другой, соответствующий уходу разряда от нуля, — при вычитании. В декадроне *Д* эти сигналы получают преобразованием переднего и заднего фронтов импульса, снимаемого с нулевого катода [2].

Счетные положительные прямоугольные импульсы 1 и 2, снимаемые с выходов схемы формирования импульсов, подаются на вход схемы управления счетом СУС. С выходов последней снимают отрицательные прямоугольные импульсы 4 и 5 соответственно на шинах сложения и вычитания.

При переходе разряда в декатроне через нулевой катод на его катодной нагрузке образуется положительный прямоугольный импульс 3, который дифференцируется и поступает на диодную схему пропускания сложения ДСПС и каскад задержки КЗ. С другой стороны на схему ДСПС подаются отрицательные импульсы с шины вычитания, а на диодную схему пропускания вычитания ДСПВ — с шины сложения.

В процессе сложения импульсов на шине вычитания практически будет нулевой потенциал 5, а на шине сложения каждому счетному импульсу соответствует отрицательный прямоугольный импульс 4, длительность которого не зависит от скорости счета. По приходе разряда на нулевой катод на его нагрузке образуется положительный перепад напряжения 3, который дифференцируется и подается на схему ДСПС. Эта схема в данный момент открыта, поэтому через нее проходит положительный импульс, воздействующий на формирующий каскад сложения ФКС, на выходе которого образуется отрицательный импульс 8. Последний поступает на реверсивную схему запуска РСЗ декатрона, и разряд в декатроне переходит на ближайший отсчетный катод в положительном направлении.

При вычитании импульсов на шине сложения практически будет нулевой потенциал, а на шине вычитания — отрицательный, который закрывает схему ДСПС. Отрицательный дифференцированный импульс 6 с нулевого катода воздействует на каскад задержки КЗ, с выхода которого снимают задержанный положительный импульс 9. Последний проходит через схему ДСПВ, которая в данный момент открыта, и воздействует на формирующий каскад вычитания ФКВ. С выхода ФКВ снимается отрицательный импульс 10, через РСЗ он переносит разряд в декатроне на ближайший отсчетный катод в отрицательном направлении.

Каскад задержки необходим для того, чтобы к моменту прихода положительного импульса схема пропускания была подготовлена к работе схемой управления счетом.

Таким образом, перенос единицы в высшую декаду будет осуществлен, когда разряд в предыдущем декатроне пройдет в положительном направлении, а вычитание из высшей декады — только при отрицательном направлении движения разряда в предыдущем декатроне.

На рис. 4 изображена принципиальная схема реверсивного декаatronного счетчика. Два электрических сигнала с углом сдвига фаз между ними  $\sim 90^\circ$  поступают на входы одностабильных триггеров  $L_1$  и  $L_2$  типа 6Н1П, которые выполнены по схеме с внешним источником отрицательного смещения — 100 в для обеспечения стабильности уровней срабатывания триггеров. Уровень прямого срабатывания примерно равен 7 в, а возврат триггеров в исходное состояние при входном напряжении около 1 в. Симметричного расположения уровней срабатывания относительно нулевой линии достигают подачей на входы счетчика положительного напряжения от усилителей постоянного тока.

Положительные импульсы с амплитудой 110 в дифференцируются цепочкой  $C_1 - R_1$  и поступают на вход фазоинверсного каскада  $L_{3a}$  (6Н3П). Амплитуда дифференцированных импульсов 24 в, длительность 20 мксек и фронт 4 мксек. С анодной и катодной нагрузок фазоинверсного каскада импульсы поступают на входы формирующих каскадов  $L_4$  и  $L_5$  (6Н1П), выполненных по схеме ждущего мультивибратора, куда приходят также импульсы с  $L_2$ . На сетке каждого формирующего каскада действуют прямоугольные импульсы (или уровни, если частота напряжения входного сигнала равна нулю) с амплитудой 5 в и дифференцированные с амплитудой 4 в. Уровень срабатывания  $L_4$  и  $L_5$  равен 7 в. В зависимости от фазовых соотношений входных сигналов срабатывает только один ждущий мультивибратор. Для работы реверсивного счетчика используют



положительные и отрицательные импульсы, получаемые на выходе схемы формирования импульсов.

При суммировании импульсов с выхода  $L_1$  поступают сигналы через диод  $D_1$  на группу первых подкатодов, а на группу вторых подкатодов через диод  $D_2$  — сигналы с пологим передним фронтом за счет интегрирования цепью  $R_2-C_2$ . При вычитании импульсы с выхода  $L_3$  поступают через диод  $D_3$  на группу вторых подкатодов, а затем с интегрирующей цепи  $R_3-C_3$  через диод  $D_4$  — на группу первых подкатодов. В этом случае разряд в декатроне движется в отрицательном направлении. Диоды  $D_1-D_4$  применены для исключения взаимодействия каналов сложения и вычитания [3].

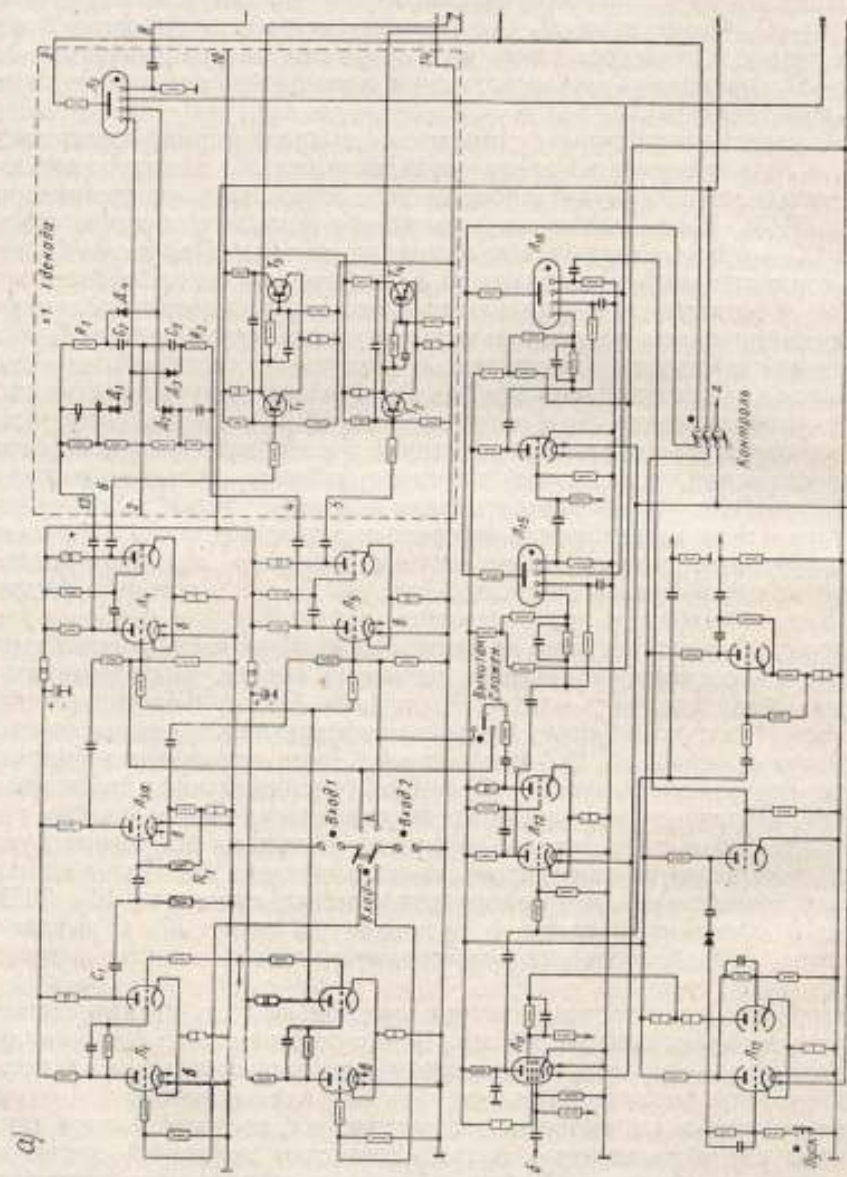
Положительные импульсы снимаются с выходов формирующих каскадов  $L_4$  и  $L_5$  и подаются на схему управления счетом, состоящую из двух одинаковых ждущих мультивибраторов, построенных на транзисторах  $T_1-T_4$  (П13). Шины сложения и вычитания подключены соответственно к  $T_1$  и  $T_2$ , которые в статическом состоянии открыты. При этом на шинах будет отрицательный потенциал 0,6 в. Ждущие мультивибраторы запускаются короткими положительными импульсами, которые получают дифференцированием положительных импульсов, снимаемых с  $L_4$  и  $L_5$ . На шинах действуют отрицательные импульсы длительностью около 300 мксек и с амплитудой порядка 20 в. Они воздействуют на диодные схемы пропускания сложения  $D_5$  и вычитания  $D_6$  (Д211). Диод  $D_5$  пропускает только положительные импульсы, которые воздействуют на формирующий каскад сложения, построенный по схеме ждущего мультивибратора на лампе  $L_7$  (6Н1П). Уровень срабатывания можно регулировать при помощи резистора в цепи катода, ручка которого выведена под шлиц на переднюю панель. На реверсивную схему запуска декатрона  $L_8$  (ОГ-4) подаются отрицательные импульсы длительностью около 300 мксек и с амплитудой 160 в, снимаемые с левой половины лампы  $L_7$ .

Каскад задержки построен на лампе  $L_9$  (6Н3П) по схеме ждущего мультивибратора с дифференцирующей цепью на выходе. В статическом состоянии левая половина лампы  $L_9$  открыта. Поэтому каскад задержки срабатывает только от отрицательных дифференцированных импульсов, снимаемых с катода  $L_8$  (ОГ-4) декатрона. Здесь применена дифференцирующая цепь с малой емкостью  $C_8$  для исключения ложных срабатываний каскада задержки от импульсов схемы управления счетом с шины вычитания  $Z^*$ . На выходе каскада задержки импульсы дифференцируются и поступают затем на схему пропускания вычитания  $D_6$ . Положительный импульс воздействует на формирующий каскад вычитания  $L_{10}$  (6Н1П), имеющий одинаковую схему с каскадом на лампе  $L_7$ . С выхода  $L_{10}$  импульсы воздействуют на реверсивную схему запуска декатрона  $L_8$ .

Реверсивный декаэтроный счетчик имеет объем счета  $10^6$  для измерения штриховых мер длиной до 300 мм. Ввиду больших задержек импульсов в каждой декаде оказалось невозможным построить шестидекадный счетчик с одной схемой управления счетом. Так как для защиты от шумов необходима максимальная скорость реверсирования, то после каждой декады включена схема управления счетом. Установку показаний счетчика на нуль осуществляли кнопкой сброса. При этом одновременно разрывалась цепь отсчетных катодов, кроме нулевого, и на подкатоды подавалось напряжение порядка +200 в с делителя  $R_4, R_5$ .

Для контроля работы счетчика предусмотрен специальный блок. На вход счетчика подают определенное число импульсов для сложения и

\* Цифры в кружках на схеме рис. 4 обозначают соединения отдельных блоков.





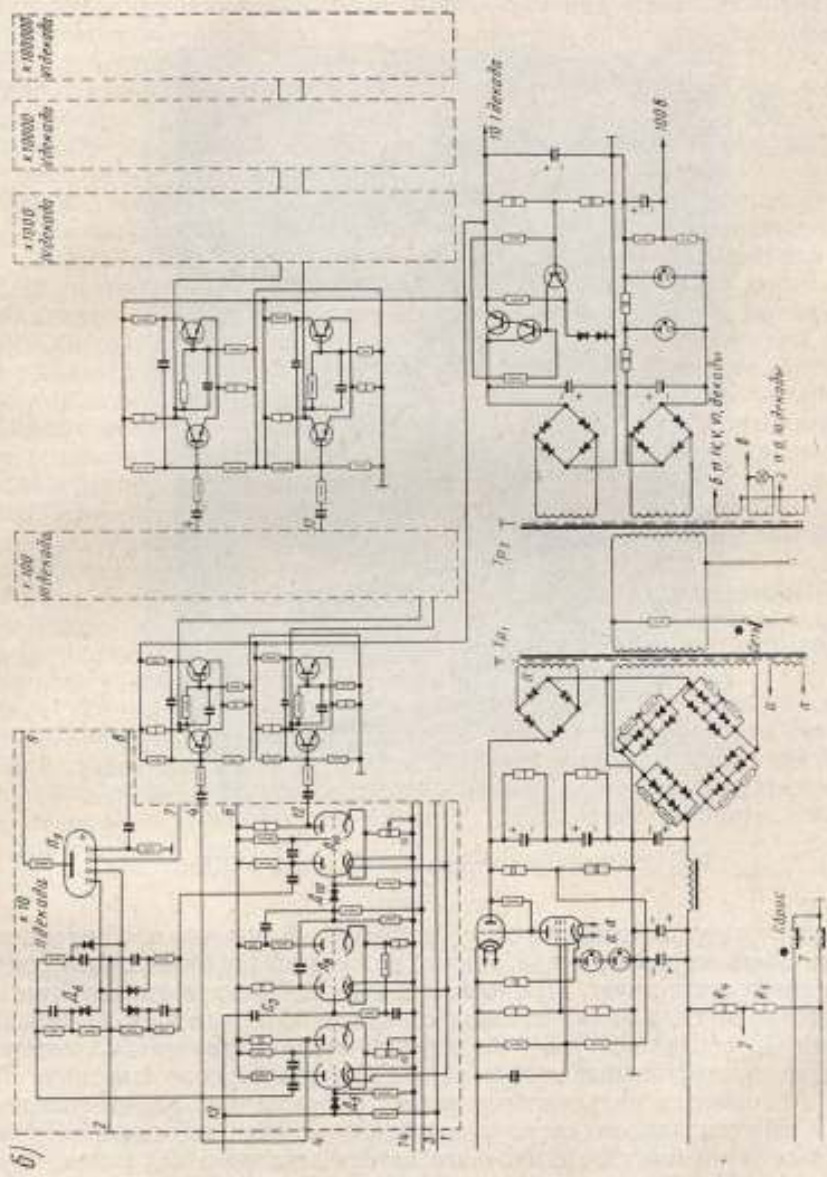


Рис. 4. Принципиальная схема реверсивного счетчика типа РСДК-1.  
 а — схема формирования импульсов, блок контроля; б — контрольный блок; в — блок питания.



столько же — для вычитания. При правильной работе сумма импульсов должна быть равна нулю.

Блок контроля (рис. 4, а) состоит из источника напряжения частотой 50 гц, каскада совпадений  $L_{11}$  (6Ж2П), триггера  $L_{12}$  (6НЗП), делителя частоты 1 : 100 на декатронах  $L_{13}$ ,  $L_{14}$ ,  $L_{15}$  (6НЗП) и  $L_{16}$  (ОГ-4), усилителя  $L_{20}$  и фазовращателя на  $90^\circ$   $L_{14}$ . Синусоидальный сигнал частотой

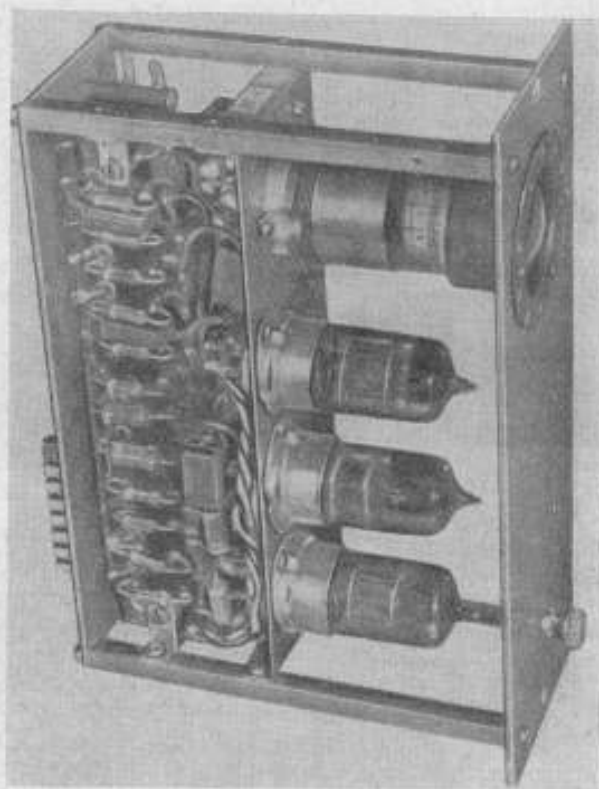


Рис. 5. Общий вид декады счетчика типа РСДК-1.

50 гц подают на управляющую сетку лампы  $L_{11}$ . В нормальном положении лампа закрыта по третьей сетке, так что на анодной нагрузке схемы совпадений сигнал отсутствует. При нажатии кнопки пуска состояние триггера  $L_{12}$  изменяется и лампа каскада совпадений открывается. С анодной нагрузки  $L_{11}$  сигнал поступает на ждущий мультивибратор  $L_{13}$ , который формирует прямоугольные импульсы для запуска первого декатрона  $L_{16}$ . Режим и параметры мультивибратора  $L_{13}$  выбраны такими, что каждому периоду синусоидального сигнала соответствует один выходной импульс. Каждый десятый импульс с нулевого катода декатрона  $L_{13}$  воздействует на усилитель  $L_{14}$  и схему запуска декатрона  $L_{16}$ . Через 100 входных импульсов на нулевом катоде декатрона  $L_{16}$  появляется импульс, который через усилитель  $L_{20}$  возвращает триггер  $L_{12}$  в исходное состояние, и лампа  $L_{11}$  закрывается.

Применение декатронов в делителе частоты значительно упростило блок контроля. Точность сложения и вычитания проверяют подачей импульсов на вход соответствующего каскада схемы формирования импуль-

сов. Блок контроля позволяет проверить работу всех декад: показания счетчика устанавливаются на нуль, подаются сначала импульсы вычитания, а затем сложения.

Реверсивный счетчик может работать как от двух синусоидальных колебаний, сдвинутых по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$ , так и от двух серий прямоугольных импульсов. Для этого на передней панели предусмотрен переключатель рода работы счетчика «вход». В блоке контроля имеется фазовращатель  $L_{14a}$ , позволяющий проверять схему формирования импульсов в случае ее неисправности.

Блок питания состоит из двух силовых трансформаторов  $Tr_1$  и  $Tr_2$ , выпрямителя  $+250$  в и стабилизированных выпрямителей  $+450$ ,  $-25$  и  $-100$  в. Счетчик работает при изменении напряжения сети 220 в от  $-15$  до  $+10\%$ .

Максимальную скорость реверса, т. е. частоту переключения со сложения на вычитание, проверяли схемой формирования импульсов. На вход лампы  $L_2$  подавали положительное напряжение  $\sim 8$  в, превышающее уровень срабатывания соответствующего триггера; на вход же лампы  $L_1$  — напряжение  $\sim 3$  в, не превышающее уровень срабатывания, а также синусоидальное напряжение от звукового генератора. Таким способом схему формирования импульсов искусственно подготавливали к работе на шумах, но вместо шумовых импульсов использовали синусоидальные колебания. Показания всех декад счетчика устанавливали на нули, реверсирование происходило на всех декадах между 0 и 9. Изменяя частоту синусоидальных колебаний, по счетчику наблюдали срыв реверса.

Экспериментально получены следующие скорости реверса соответственно по декадам I—VI: 1200, 1100, 1000, 900, 700 и 500 гц. Максимальная скорость счета 1300 импульсов в секунду.

На рис. 5 показана одна из сменных декад счетчика. Экспериментально проверено, что просчеты от шумов отсутствуют при отношении сигнал—шум на входах счетчика, равном двум. Угол сдвига фаз между входными сигналами может изменяться от  $60$  до  $120^\circ$ .

В заключение отметим, что при интерференционных измерениях с целью уменьшения влияния шумов на правильность счета реверсивные счетчики должны иметь максимальную частоту реверсирования даже при минимальной частоте следования сигнала в прямом и обратном направлениях и в отличие от обычных счетчиков — одинаковые по быстрдействию декады.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Зорин Д. И., Трофимова Н. В., Шестопапов Ю. Н. Измерение длины штриховых мер счетом интерференционных полос. «Труды институтов Госкомитета», вып. 78 (138). М.—Л., Изд. стандартов, 1965.
2. Горь А. С., Ольдекоп Л. Т., Хазанов Б. И. Декатронная реверсивная пересчетная схема. «Приборы и техника эксперимента», 1961, № 2.
3. Липкин В. М. Декатроны и их применение. М.—Л., ГЭИ, 1960.

Поступила в редакцию  
10/XI 1965 г.

### ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПОВЕРОЧНЫХ ЦЕЛЕЙ

В генераторах звуковой частоты, широко применяемых при исследовании и поверке электро- и радиотехнических приборов и устройств, основное внимание обычно уделяют вопросам стабилизации частоты их выходного напряжения.

Однако во многих случаях, например, при поверке точных электроизмерительных приборов переменного тока кл. 0,1 и ниже, а также при создании соответствующей поверочной аппаратуры и исследовании, градуировке точных измерительных усилителей и различных измерительных устройств переменного тока предъявляют высокие требования к стабильности амплитуды выходного напряжения генератора. Применяемые с этой целью в звуковых генераторах инерционный регулирующий элемент в цепи отрицательной обратной связи, схема автоматической регулировки усиления, стабилизация напряжений питания и т. п. не дают желаемых результатов и требуют предварительного прогрева генератора в течение нескольких часов при незначительных изменениях окружающей температуры.

Поэтому для поверочных целей разработан высокостабильный по амплитуде генератор звуковой частоты, к которому предъявлялись следующие основные требования:

а) нестабильность амплитуды и частоты выходного напряжения не должна превышать 0,01% за время измерения, составляющее обычно 3-5 мин;

б) коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения не должен превышать 0,5% в диапазоне звуковых частот 40 гц-20 кц;

в) генератор должен иметь двухканальный выход с плавной регулировкой фазы между двумя выходными напряжениями в диапазоне 0-360°.

Анализ различных генераторов показал, что наиболее простым, удовлетворяющим этим требованиям, является реостатно-емкостный генератор типа RC с дополнительной стабилизацией его амплитуды.

Как известно, общим способом повышения стабильности амплитуды выходного напряжения генератора, который полностью можно использовать в данном случае, является охват цепи генератора глубокой отрицательной обратной связью (ООС) и стабилизация его питающих напряжений. Однако при этом не устраняется изменение выходного напряжения, вызванное изменением параметров элементов схемы и в первую очередь — элементов цепей обратной связи под влиянием внешних факторов.

Одним из перспективных методов стабилизации амплитуды выходного напряжения генератора является автоматическая регулировка ее по об-



разцовому напряжению постоянного тока [1]. При этом выпрямленное выходное напряжение генератора сравнивают с образцовым напряжением постоянного тока. Результат сравнения используют для управления регулируемым коэффициентом усиления усилителя генератора. Как показал опыт, стабилизация этим методом амплитуды выходного напряжения генератора с погрешностью менее  $0,05 \pm 0,1\%$  представляет весьма трудную задачу вследствие возникновения в цепи автоматического регулирования паразитных автоколебаний, определяемых большим числом постоянных времени. Поэтому применение этого метода для получения высокой стабильности амплитуды в течение небольших промежутков времени, как это требуется в данном случае, нецелесообразно.

Стабилизировать выходное напряжение генератора можно методом разделения частото- и амплитудозависимых цепей генератора каскадами уси-

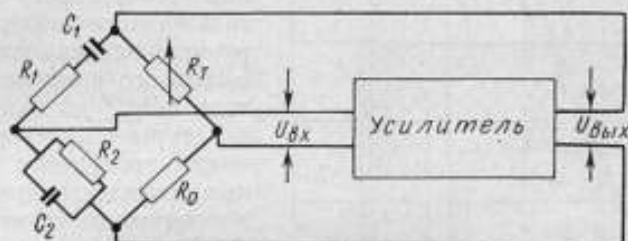


Рис. 1. Блок-схема генератора с термистором  $R_T$  в качестве регулирующего элемента.

ления. В этом случае частотозависимая цепь стабилизирует только частоту генератора, а амплитудозависимая — его амплитуду, независимо от частоты. В качестве амплитудозависимой цепи (АЗЦ) может быть применен, например, мост, работающий в положении, близком к равновесию, с нелинейным инерционным регулирующим элементом в одном из плеч. При тщательной балансировке АЗЦ и температурной стабилизации (или термокомпенсации) регулирующего элемента этот метод позволяет поддерживать стабильным выходное напряжение генератора с погрешностью  $0,03 \div 0,05\%$ .

Наиболее широкое применение в различных типах  $RC$ -генераторов получила метод стабилизации амплитуды выходного напряжения при линейном усилении с помощью нелинейных амплитудозависимых цепей отрицательной обратной связи.

Из различных схем генераторов с таким методом стабилизации [2] генераторы с частотозависимой цепью в виде Г-образного четырехполюсника имеют наиболее высокую стабильность частоты и амплитуды, наименьший коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения, простую конструкцию. Такой генератор был взят за основу при создании специального высокостабильного генератора звуковой частоты для поверочных целей.

В качестве нелинейного инерционного регулирующего элемента обычно применяют термистор или лампочку накаливания, сопротивление которых функционально связано с проходящим через них током. Можно использовать также лампочку накаливания и фотосопротивление, связанные световым потоком (так называемый фотоэлектрический преобразователь).

В выбранной схеме генератора применены термисторы (типа ТП-6/2), с лучшими регулируемыми свойствами по сравнению с лампочками накаливания. Блок-схема генератора с термистором  $R_T$  в качестве нелинейного инерционного регулирующего элемента приведена на рис. 1.

Исследования нескольких вариантов схем таких генераторов показали, что при достаточно стабильных напряжениях питания генератора и элементах цепей обратной связи нестабильность амплитуды выходного

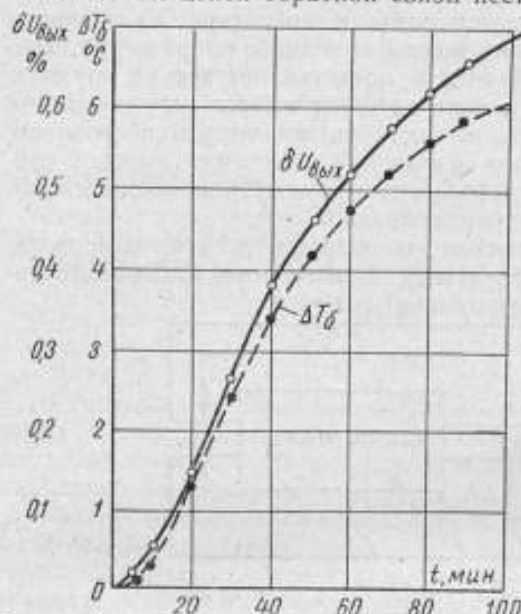


Рис. 2. Зависимости относительного изменения выходного напряжения генератора и температуры баллона термистора при  $T_{окр} = const$ .

напряжения в основном определяется нестабильностью сопротивления термистора  $R_T$  вследствие его нагрева от выделяющейся в нем мощности и от изменения окружающей температуры. Это сопротивление, являющееся элементом цепи ООС, непосредственно характеризует изменение выходного напряжения генератора. Экспериментально была найдена результирующая зависимость изменения выходного напряжения генератора  $\delta U_{вых}$  от изменения температуры термистора ПП-6/2 на макете генератора при остальных стабильных его параметрах и напряжениях питания.

Были получены две основные температурные зависимости  $U_{вых}$  генератора:

- от изменения температуры баллона термистора  $T_б$  вследствие самонагрева выделяющейся в нем мощностью при неизменной окружающей температуре  $T_{окр}$ ;
- от изменения  $T_б$  вследствие изменения  $T_{окр}$  окружающей температуры.

Во втором случае термистор, включенный в схему генератора, помещали в испытываемую камеру определенного объема, в которой находился подогреватель с плавно регулируемой мощностью подогрева. В этом случае  $T_{окр}$  являлась температурой внутри указанного объема и при достаточно медленном ее изменении  $T_{окр} \approx T_б$ .

На основе полученных экспериментальных данных построены графики зависимостей относительного изменения выходного напряжения генератора  $U_{вых}$  и температуры баллона термистора  $T_б$  во времени при  $T_{окр} = const$  (рис. 2), а также зависимости изменения  $U_{вых}$  от изменения  $T_б$  при самонагреве и при изменении  $T_{окр}$  (рис. 3). Анализ этих зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

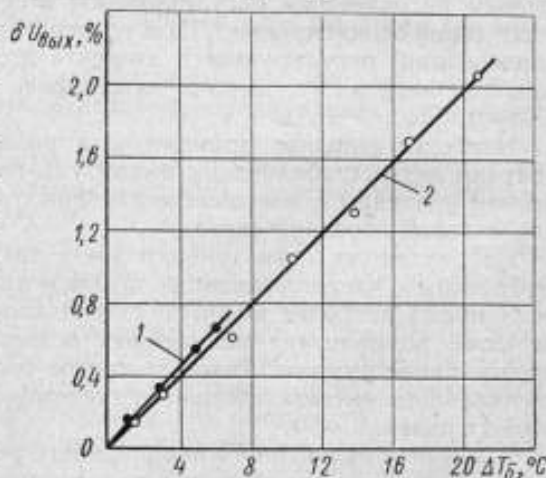


Рис. 3. Зависимости относительного изменения выходного напряжения генератора от изменения температуры баллона термистора при самонагреве (1) и при изменении  $T_{окр}$  (2).

1. Выходное напряжение генератора при стабильных питающих напряжениях и элементах схемы практически прямо пропорционально зависит от изменения температуры баллона термистора, т. е. от изменения его сопротивления как вследствие самонагрева выделяющейся мощностью, так и от изменения окружающей температуры.

2. Крутизна зависимости  $U_{\text{вых}} = F(T_{\theta})$  одинакова для обоих рассмотренных случаев и может быть в среднем определена величиной

$$\delta U_{\text{вых}}/\Delta T_{\theta} = 0,12\%/\text{град.}$$

3. Для поддержания стабильности  $U_{\text{вых}}$  генератора в течение  $3 \div 5$  мин в пределах  $0,01\%$  необходимо термостатировать термистор таким образом, чтобы общее изменение температуры его баллона от собственного нагрева и от изменения окружающей температуры за это время не превышало  $0,08 \div 0,1^{\circ}$  или  $0,02 \div 0,03$  град/мин.

В результате анализа возможных систем термостатирования термистора с точки зрения наибольшей простоты, надежности и эффективности выбрана система пассивного термостатирования. Система активного термостатирования для поддержания температуры с большой точностью слишком сложна и громоздка. Кроме того, в связи с поставленной задачей требовалось получить относительную стабильность температуры, а не поддерживать ее абсолютное значение. Поэтому система пассивного термостатирования должна была иметь два обязательных элемента: один элемент — с большой теплоемкостью, непосредственно окружающий термистор и уменьшающий изменение его температуры от собственного нагрева до допустимой величины, и второй — с малой теплопроводностью. В нем должен находиться термистор вместе с окружающим его элементом большой теплоемкости, чтобы изменение температуры внутри этого элемента не превышало допустимой при изменении окружающей температуры. Такая система проста и обеспечивает достаточно малое изменение температуры баллона термистора за небольшие промежутки времени.

На рис. 4 показано устройство блока пассивного термостатирования термистора, разработанного и примененного для стабилизации амплитуды выходного напряжения генератора. Термистор 1 помещен в латунный цилиндрический, герметически запаянный резервуар 2, наполненный дистиллированной водой, имеющей, как известно, наибольшую удельную теплоемкость. Стекланный баллон плотно обернут тонкой медной фольгой 3, что обеспечивает непосредственный тепловой контакт его с внутренней поверхностью резервуара. Резервуар окружен со всех сторон теплоизоляционным слоем мипоры 4 (коэффициентом теплопроводности  $\lambda_{\text{мп}} \approx$

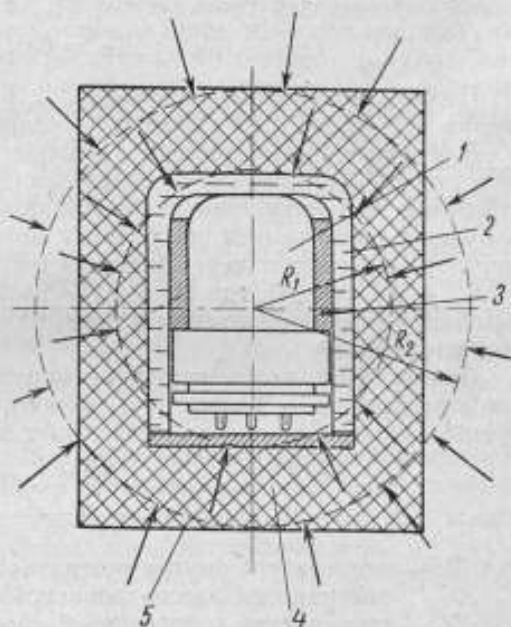


Рис. 4. Блок пассивного термостатирования термистора.



$\approx 0,03$  ккал/м. ч. град). Для большей прочности мипора окружена оболочкой 5 из листового текстолита.

Основные параметры системы термостатирования рассчитаны с учетом указанных выше требований и следующих соображений.

Количество тепла, выделяющееся в термисторе в единицу времени, определяется из выражения

$$Q_T = 0,24P_{\text{тт}} = 0,24U_{\text{тт}}I_{\text{тт}},$$

где  $P_{\text{тт}}$  — мощность, выделяющаяся в термисторе.

Допустимое общее изменение температуры баллона термистора  $\Delta T_{\text{б доп}} < 0,02 \div 0,03$  град/мин условно можно разделить на  $\Delta T_{\text{б}_1}$  — изменение температуры баллона от собственного нагрева и  $\Delta T_{\text{б}_2}$  — от изменения окружающей температуры  $T_{\text{окр}}$  и принять

$$\Delta T_{\text{б}_1} = \Delta T_{\text{б}_2} = 0,01 \text{ град/мин.}$$

Необходимое количество воды  $m_{\text{в мин}}$  в резервуаре определяли из выражения  $Q_T = c_{\text{в}} m_{\text{в мин}} \Delta T_{\text{б}_1}$ , где  $c_{\text{в}}$  — удельная теплоемкость воды.

Для расчета необходимой толщины теплоизоляции при допустимой величине  $\Delta T_{\text{б}_2}$  применяли соотношения, известные из теплотехники. С достаточной точностью можно представить, что распространение тепла от наружной к внутренней поверхности мипоры, т. е. непосредственно к термистору, происходит через эквивалентную стенку шара толщиной  $a_{\text{мп}} = R_2 - R_1$  (рис. 4), где  $R_1$  и  $R_2$  — радиусы эквивалентных шаров, объемы которых равны объемам наружных цилиндров резервуара и мипоры соответственно.

При условии, что температуры наружной и внутренней поверхностей шара распределены равномерно, количество тепла, проходящее в единицу времени сквозь его поверхность, будет определено уравнением [3]:

$$Q = \frac{4\pi\lambda_{\text{мп}}}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} (T_2 - T_1),$$

где  $T_1$  — температура внутри резервуара с термистором (т. е. внутренней поверхности рассматриваемой стенки шара);

$T_2$  — температура окружающей среды (т. е. наружной поверхности стенки шара).

Внутренний объем резервуара с водой определяется размерами термистора ТП-6/2. Зная его и необходимый объем воды в резервуаре (см. выше), определяют радиус  $R_1$  и допустимое количество тепла  $Q_{\text{доп}_1}$ , проходящего через внутреннюю поверхность стенки шара:

$$Q_{\text{доп}_1} = c_{\text{в}} m_{\text{в}} \Delta T_{\text{б}_1}.$$

Так как  $Q_{\text{доп}_1} = Q_{\text{доп}_2} = Q_{\text{доп}}$ , то из последнего уравнения определяем радиус  $R_2$  для принятой определенной разности температур  $\Delta T = T_2 - T_1$

$$R_2 = \frac{Q_{\text{доп}}}{\frac{Q_{\text{доп}}}{R_1} - 4\pi\lambda_{\text{мп}} \Delta T}.$$

Отсюда определяем необходимую толщину теплоизоляции из мипоры

$$\delta_{\text{мп}} = R_2 - R_1.$$

В разработанном генераторе при разности температур  $\Delta T = \pm 10^\circ \text{C}$  по приведенной выше методике определены соответствующие  $Q_{\text{доп}} = 315$  ккал/ч, наиболее оптимальные соотношения объема воды в резервуаре

и толщины теплоизоляционного материала  $\delta_{\text{ин}}$ , равные:  $V_{\text{в}} = 210 \text{ см}^3$  при толщине слоя воды в резервуаре  $\delta_{\text{в}} = 1,3 \text{ см}$ ;  $\delta_{\text{ин}} = 3,5 \text{ см}$ .

На рис. 5 приведена принципиальная электрическая схема высокостабильного генератора звуковой частоты, в котором применена описанная выше система термостабилизации регулирующего элемента, а на рис. 6 — внешний вид генератора. Генератор состоит из задающего генератора на лампах  $L_1, L_2$  с Г-образным четырехполюсником в цепи положительной обратной связи (ПОС), термостатированным термистором типа ТП-6/2 в цепи ООС, и двух каналов электронных фазовращателей на лампах  $L_3, L_5$  с выходными катодными повторителями на лампах  $L_4, L_6$ . Сдвиг фаз между выходными напряжениями обоих каналов регулируется плавно в диапазоне  $0 \div 360^\circ$ .

Напряжения питания анодных и накальных цепей генератора стабилизированы с помощью следящих электронных стабилизаторов напряжения, расположенных в отдельном блоке питания с целью облегчения теплового режима генератора. Сопротивления и конденсаторы частотозависимой цепи и цепи ООС применены наиболее стабильными, с минимальным температурным коэффициентом (воздушные конденсаторы, сопротивления типа БЛП, МЛП и из манганина). Электронные лампы задающего генератора  $L_1, L_2$  выбраны с высоким коэффициентом усиления, что позволило охватить его глубокой отрицательной обратной связью.

Паразитная емкость на входе задающего генератора, определяемая входной и монтажной емкостями сетки лампы  $L_1$ , вызывает изменение условий работы мостовой цепи генератора при изменении частоты его генерации. Исходя из соотношения

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_0}{R_0 + R_T} \right),$$

где  $Z_1$  и  $Z_2$  — соответственно полные сопротивления верхнего и нижнего плеч цепи ПОС (рис. 1), при условии соблюдения основного соотношения  $\omega = (\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2})^{-1}$  можно получить следующее выражение для выходного напряжения устойчивой генерации на некоторой частоте:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} - \frac{R_0}{R_0 + R_T} \right). \quad (*)$$

Наличие паразитной емкости  $C_{\text{п}}$ , включенной параллельно емкости  $C_2$  цепи ПОС, приводит к тому, что при изменении частоты генератора, отношение  $\frac{C_2}{C_1} \neq \text{const}$  и возрастает при возрастании последней. Как видно из выражения (\*), это приводит к автоматическому изменению положения рабочей точки термистора  $R_T$  и к уменьшению  $U_{\text{вых}}$  при возрастании частоты. Кроме того, при большой глубине обратной связи переход на другую частоту генерации вызывает перерегулирование цепи, в которую включен нелинейный инерционный элемент — термистор. Как показало исследование генератора, это ухудшает стабильность его амплитуды, вызывая паразитные автоколебания генератора на низкой частоте, модулирующей новую частоту возбуждения генератора и определяемой постоянной времени термистора.

Для уменьшения зависимости выходного напряжения от частоты и для исключения возможности паразитных автоколебаний при перестройке частоты в разработанном генераторе предусмотрена компенсация паразитных емкостей входной цепи при помощи конденсатора  $C_0$  (рис. 5).

Необходимо также отметить, что вследствие совместного действия цепей ПОС и ООС режим генератора фактически соответствует условию

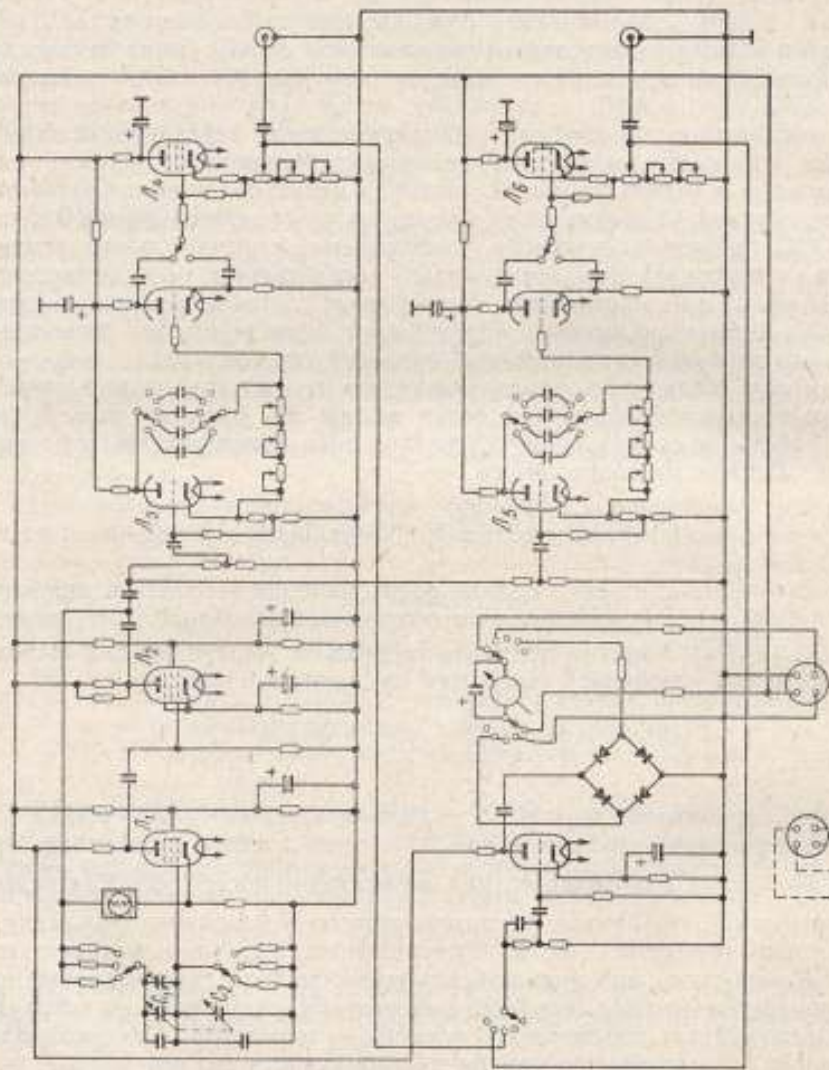


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема высокостабильного генератора звуковой частоты.



$k\beta \approx 1$ . Поэтому генератор при работе на частотах, близких к частоте наводки, дает биения выходного напряжения. Несмотря на принятые меры по уменьшению составляющей частоты 50 гц в напряжениях питания генератора, эта наводка частично остается, что является причиной биений на частотах около 50 гц. Амплитуда биений при этом может быть порядка десятых долей процента от генерируемого напряжения, а это не дает возможности использовать генератор для поверки приборов строго на частоте 50 гц. Поэтому в диапазоне 40 гц + 20 кц частоты 46 + 54 гц являются нерабочими для генератора.

Для получения достаточно малых нелинейных искажений выходного напряжения генератора и высокой его стабильности по амплитуде необ-

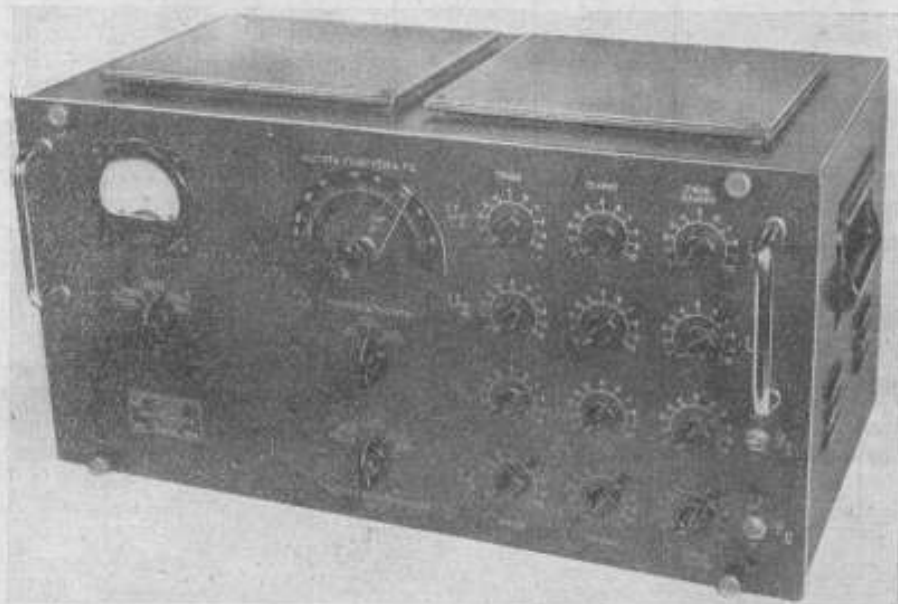


Рис. 6. Высокостабильный генератор звуковой частоты.

ходим специальный отбор термисторов. Критерием отбора являются минимальные нелинейные искажения выходного напряжения задающего генератора (не более 0,1 + 0,2%), что одновременно соответствует лучшим стабилизирующим свойствам термистора. Характерно, что этими свойствами обладают термисторы, при включении которых в выходном напряжении генератора практически отсутствует третья гармоника и нелинейные искажения определяются практически только второй гармоникой.

Опыт показывает, что из ряда произвольно выбранных партий термисторов годными для применения в высокостабильном генераторе оказываются в среднем около 25%.

В табл. 1 приведены основные данные по исследованию стабильности амплитуды и частоты выходного напряжения во времени для разработанного генератора, а также расчетные данные по кратковременной нестабильности за исследованные промежутки времени. Установленную на генераторе частоту измеряли цифровым электронным частотомером типа ЧЭ-1, а выходное напряжение генератора после выпрямления компенсатором постоянного тока. Время  $t = 0$  соответствует включению

Таблица 1

$t, \text{ мин}$	$I, \text{ аА}$	$\delta f, \%$	Средн. $\delta f$ за 5 мин, %	$U_{\text{вых}}, \text{ в}$	$\delta U_{\text{вых}}, \%$	Средн. $\delta U_{\text{вых}}$ за 5 мин, %
0	9915,0	0	0	1,08134	0	0
5	0	0	0	08190	+0,056	+0,05
10	1	0,001	0,001	08190	+0,056	0
15	3	003	002	08178	+0,044	-0,0013
20	6	006	003	08169	+0,035	-0,01
30	9916,0	601	002	08152	+0,018	-0,008
45	6	016	002	08138	+0,004	-0,005
60	9917,1	021	002	08126	-0,008	-0,004
90	5	025	0008	08104	-0,03	-0,004
120	7	027	0005	08084	-0,05	-0,003
150	8	028	0002	08064	-0,07	-0,003
180	9	029	0002	08046	-0,088	-0,003
240	9918,1	031	0002	08013	-0,121	-0,003
300	3	033	0002	07983	-0,151	-0,003
360	5	035	0001	07955	-0,179	-0,002
420	9918,6	036	0001	07929	-0,205	-0,002

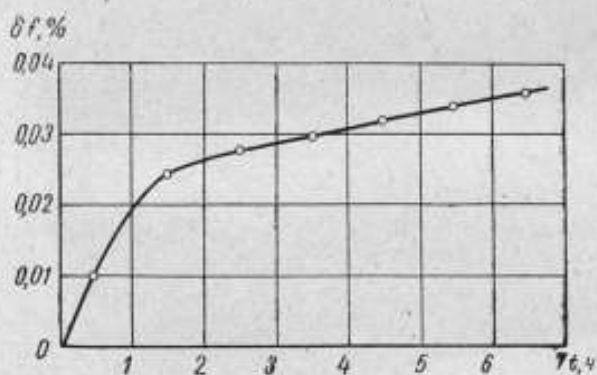


Рис. 7. Зависимость изменения частоты высокостабильного генератора во времени.

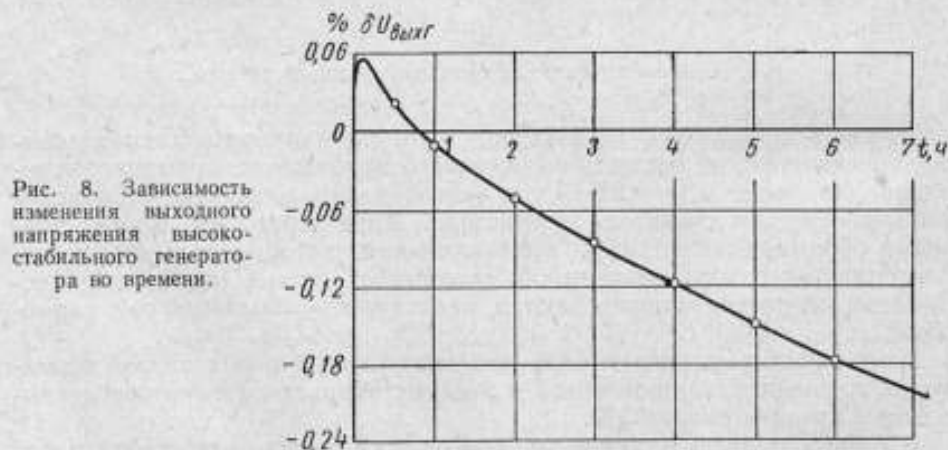


Рис. 8. Зависимость изменения выходного напряжения высокостабильного генератора во времени.

генератора и его блока питания. На основании этих данных на рис. 7 и 8 приведены зависимости изменения частоты и амплитуды выходного напряжения генератора во времени.

В табл. 2 приведены значения коэффициентов нелинейных искажений  $k_f$  напряжения на выходе генератора (после фазовращателей и выходных катодных повторителей) во всем диапазоне его частот.

Таблица 2

Диапазоны частот фазовращателей	40—200 гц				200—1000 гц			1—5 кгц			5—20 кгц		
	40	60	100	200	200	500	1000	1	2	5	5	10	20
$f$ — генератора	40	60	100	200	200	500	1000	1	2	5	5	10	20
$k_{f_{\text{вых}}}$ , % I канал	0,3	0,28	0,24	0,2	0,24	0,22	0,18	0,16	0,17	0,22	0,2	0,24	0,28
$k_{f_{\text{вых}}}$ , % II канал	0,27	0,25	0,2	0,2	0,2	0,2	0,18	0,15	0,15	0,2	0,2	0,22	0,26

Как следует из приведенных результатов исследования, созданный генератор полностью удовлетворяет требованиям поверочной практики по стабильности амплитуды и частоты выходного напряжения и по величине его нелинейных искажений. Нестабильность амплитуды в течение 5 мин составляет не более 0,01—0,005%, а частоты — менее 0,002% через 30 мин после включения генератора.

Коэффициент нелинейных искажений выходных напряжений обоих каналов генератора не превышает 0,3% в диапазоне частот 40 гц—20 кгц в соответствующих частотных диапазонах фазовращателей и при любом значении угла сдвига фазы между выходными напряжениями генератора.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Турчин А. М., Новицкий П. В. Проволочные преобразователи и их техническое применение. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957.
2. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. Киев, Гостехиздат УССР, 1958.
3. Кирпичев М. В. Теплопередача. М.—Л., Госэнергоиздат, 1940.

Поступила в редакцию  
24/IX 1965 г.



### ТОЧНЫЙ ФАЗОИНДИКАТОР НУЛЕВОГО СДВИГА ДЛЯ ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

В настоящее время промышленность серийно выпускает фазометры для диапазона инфранизких частот (и. н. ч.) от 0,001 до 50 (100) *гц*. Проверять и градуировать эти приборы можно образцовой аппаратурой, например образцовыми мерами или калибраторами фазового сдвига.

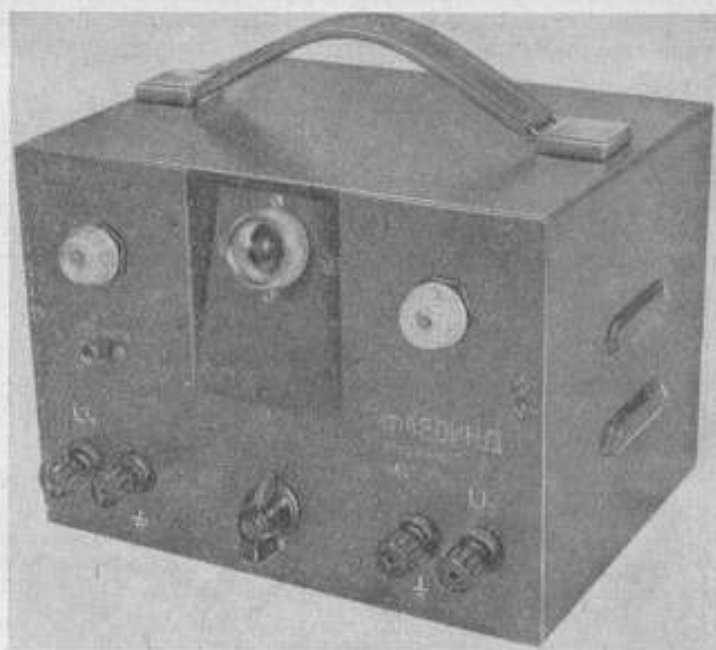


Рис. 1. Общий вид импульсного фазоиндикатора нуля.

Калибратор фазового сдвига представляет собой устройство, на выходных зажимах которого создаются два напряжения,  $U_1$  и  $U_2$ , фазовые соотношения между которыми могут быть точно установлены в диапазоне углов  $0-360^\circ$ . Одним из важнейших его узлов является фазоиндикатор нуля (рис. 1), позволяющий точно устанавливать нулевой фазовый сдвиг между выходными напряжениями.

Анализ возможностей расширения частотного диапазона фазоиндикаторов показал, что при и. н. ч. известные решения не могут быть использованы. В этом диапазоне применимы фазоиндикаторы, основанные на принципе совпадения импульсов малой длительности и использовании отчетного приспособления с фотонимпульсной лампой.

К фазоиндикаторам нулевого фазового сдвига предъявляют два основных требования: они должны обладать максимальной чувствительностью и высокой точностью по фазе.

Чувствительность прибора  $\delta\varphi$  определяется по схеме совпадений импульсов в основном разрешающим временем каскада совпадений  $\Delta t_p$ , которое характеризует собой «мертвую зону» (зону нечувствительности) каскада совпадений.

$$\delta\varphi = \omega \Delta t_p. \quad (1)$$

Разрешающее время определяется по формуле

$$\Delta t_p = \tau_n + \Delta t_z, \quad (2)$$

где  $\tau_n$  — длительность импульсов, подводимых к каскаду совпадений;  $\Delta t_z$  — время захватывания (затягивания) этого каскада.

Практически

$$\Delta t_z \approx 2\tau_n. \quad (3)$$

Подставив выражение (2) в (1) и учитывая формулу (3), получим

$$\delta\varphi = \omega 3\tau_n.$$

Вводя понятие крутизны  $Q = U_n / \tau_n$  ( $U_n$  — величина импульса;  $\tau_n$  — длительность фронта), можно определить длительность импульса

$$\tau_n = \frac{2U_n}{Q}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} \delta\varphi &= \frac{6U_n}{Q} \omega = \\ &= \frac{6U_n}{Q} \frac{2\pi}{T} [\text{рад}] \end{aligned} \quad (4)$$

или

$$\delta\varphi = \frac{12\pi}{Q} \frac{U_n}{T} \cdot 57,3.$$

Например,  $\delta\varphi = 0,01^\circ$  при  $Q = 0,2 \cdot 10^9$  в/сек,  $U_n = 1$  в,  $T = 10^{-3}$  и  $f = 1000$  гц.

Значения крутизны импульсов для различных активных элементов приведены в таблице.

Активные элементы	Крутизна импульсов		Источник
	$10^9$ в/сек	абсолютная величина в/сек	
Лампы:	0,5—1	1	1
	30—100	30—100	
	со вторичной эмиссией с холодным катодом	0,09	90/1000
Транзисторы	0,1—1	6/10	1
Туннельные диоды	0,2—100	1/0,01	3
Тиристоры (КУВ)	2	200/100	

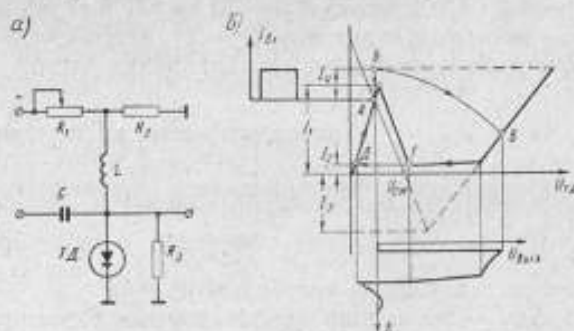


Рис. 2. Принципиальная схема (а) и идеализированная картина работы моновибратора на туннельном диоде при подаче на вход положительного импульса тока (б).

Из таблицы видно, что наиболее современные приборы — туннельные диоды могут генерировать импульсы с высокой крутизной фронтов. Поэтому как самые простые и надежные элементы они были применены в схеме фазоиндикатора нуля для генерации очень узких импульсов. С этой целью была использована схема моновибратора, показанная на рис. 3, а, работающая следующим образом.

Рабочая точка туннельного диода  $TД$  находится на восходящем участке туннельной ветви характеристики (рис. 3, б). Внутреннее сопротивление  $R_2$  источника смещения должно быть меньше модуля среднего отрицательного сопротивления туннельного диода. Под действием внешнего импульса моновибратор перебросится во временно устойчивое состояние (точка  $B$ ), определяемое временем прохождения рабочей точки по участку  $ВГ$ , после чего схема возвратится в исходное состояние за время, необходимое для прохождения участка  $ДА$  характеристики. С этого момента устройство готово для запуска следующим импульсом. Длительность импульса, сформированного моновибратором, можно рассчитать по формуле

$$\tau_n = \frac{L}{R_2 + R_{тд}} \ln \frac{I_1 + I_{см} + I_n}{I_2 + I_2}, \quad (5)$$

где  $R_{тд}$  — отрицательное сопротивление туннельного диода;  
 $I_1$  и  $I_2$  — соответственно ток вершины и впадины;  
 $I_{см}$  — ток смещения туннельного диода;  
 $I_n$  — ток импульса;  
 $I_2$  — расчетный ток, получаемый из графика.

Используя, например, туннельный диод типа ЗИ301-В при индуктивности  $L = 0,1$  мкген,  $R_2 = 10$  ом,  $I_2 = 7$  ма и  $I_n = 0,3I_1$ , получим  $\tau_n = 1$  нсек, т. е. крутизну  $Q = 1 \cdot 10^9$  в/сек, что больше чем достаточно для точного измерения фазы инфранизких частот.

#### Анализ погрешности фазоиндикатора

Погрешность фазоиндикатора определяют из выражения

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3, \quad (6)$$

где составляющие погрешности:

$\Delta\varphi_1$  — вызванная неодинаковыми гармоническими искажениями сигналов, подводимых ко входам фазоиндикатора;

$\Delta\varphi_2$  — определяемая взаимным влиянием каналов;

$\Delta\varphi_3$  — определяемая смещением во времени уровней срабатывания входных импульсных устройств.

Рассмотрим эти погрешности.

Пусть на входы фазоиндикатора поступают напряжения с  $n$  гармониками:

$$u_1 = \sum_{n=1}^k U_n \sin(\omega_n t - \Delta\varphi_n); \quad (7)$$

$$u_2 = \sum_{n=1}^k U_n \sin(\omega_n t - \Delta\varphi_n - \varphi_n). \quad (8)$$

Положим, что пересечение первой гармоники с осью времени происходит в моменты  $t = \frac{1}{2} gT$ , где  $g = 0, 1, 2, \dots$ . При этом ввиду наличия высших гармоник, сдвинутых на угол  $\Delta\varphi_n$  относительно первой гармоники,



напряжение пересекает ось времени в моменты  $t = \frac{1}{2} gT + \Delta t'$ . При малых нелинейных искажениях имеем

$$n\omega \Delta t' \ll \pi; \sum_{n=2}^k n e_n' \ll 1, \quad (9)$$

где  $e_n'$  и  $e_n''$  — значения напряжений высших гармоник.

В этом случае из уравнения

$$u_1 \left( \frac{1}{2} gT + \Delta t' \right) = 0$$

с точностью до сомножителя [4]

$$\frac{\left( 2 - \frac{\sin \omega_1 \Delta t_1}{\omega_1 \Delta t_1} \right) \left[ 1 - \frac{1}{2} n^2 \omega_1^2 (\Delta t_1)^2 \right]}{1 + \sum_{n=2}^k n e_n'}$$

получим

$$\omega \Delta t' = \sum_{n=2}^k e_n' \sin \Delta \varphi_n = (-1)^x \sum_{m=1}^y e_{2m}' \sin \Delta \varphi_{2m} + \sum_{m=1}^y e_{2m+1}' \sin \Delta \varphi_{2m+1},$$

где  $x = \begin{cases} k/2, & \text{если } k \text{ четное;} \\ (k-1)/2, & \text{если } k \text{ нечетное;} \end{cases}$   
 $y = \begin{cases} 2m - & \text{для четных гармоник;} \\ 2m + 1 - & \text{для нечетных гармоник.} \end{cases}$

Учитывая условия, аналогичные (9), из формулы (8) получим

$$\omega \Delta t'' = \sum_{n=2}^k e_n'' \sin (\varphi_n - n\varphi_1 + \Delta \varphi_n).$$

Погрешность фазоиндикатора, вызванная нелинейными искажениями, равна

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_1 &= \frac{360^\circ}{2\pi} \omega (\Delta t'' - \Delta t') = \\ &= \frac{360^\circ}{2\pi} \sum_{n=2}^k [e_n'' \sin (\varphi_n - n\varphi_1 + \Delta \varphi_n) - e_n' \sin \Delta \varphi_n]. \end{aligned} \quad (10)$$

Из формулы (10) видно, что в худшем случае, при отставании сигнала  $n$  гармоники в одном канале и опережении в другом, т. е. когда  $\Delta t'$  и  $\Delta t''$  складываются, погрешность фазоиндикатора может быть порядка

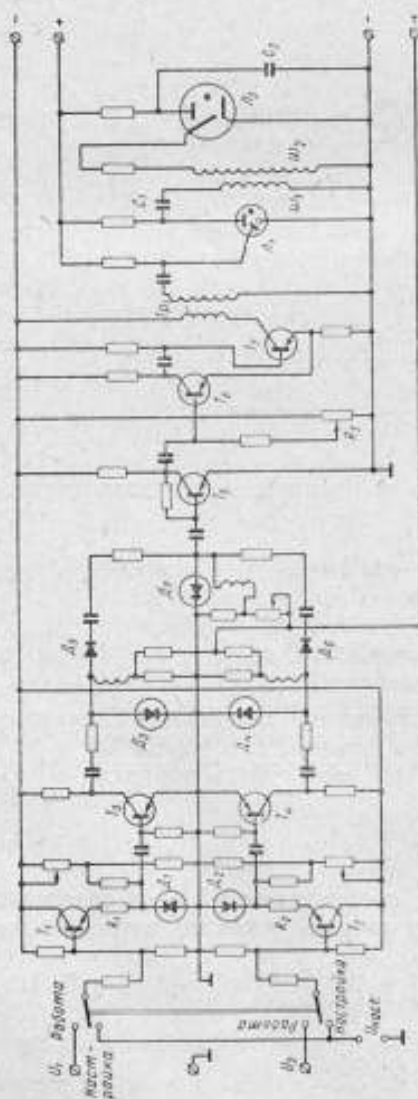
$$\Delta \varphi_1 = \frac{360^\circ}{2\pi} \sum_{n=2}^k (e_n' + e_n''). \quad (11)$$

Так, при наличии третьей гармоники, составляющей 5% от основной и сдвинутой относительно нее на  $90^\circ$  в каждом канале, погрешность  $\Delta \varphi_1 = 5^\circ$ .

Если третьих гармоник 1% ( $e_3' = e_3'' = 0,01$ ) и  $\Delta \varphi_3' = \Delta \varphi_3'' = 5^\circ$ , то погрешность не превысит

$$\Delta \varphi < 2e_3' \sin \Delta \varphi_3' \frac{360^\circ}{2\pi} = 0,098 \approx 0,1^\circ.$$

Рис. 3. Принципиальная схема фазоиндикатора нулевого сдвига.



Погрешность  $\Delta\varphi_2$ , определяемая взаимным влиянием каналов, зависит от конструкции фазоиндикатора, правильного расположения экранов и соответствующей фильтрации питающих напряжений. Экспериментальное определение ее показало, что  $\Delta\varphi_2 < 0,01^\circ$ .

Погрешность  $\Delta\varphi_3$  определяется смещением уровня срабатывания импульсного устройства одного канала относительно другого и может быть рассчитана по формуле

$$\Delta\varphi_3 = \Delta\varphi_{cp} = \frac{\Delta U_{cp}}{\sqrt{2}U} \frac{360^\circ}{2\pi \sqrt{1 - \left(\frac{U_{cp}}{\sqrt{2}U}\right)^2}} \quad (12)$$

На смещение уровней срабатывания в основном влияет разность температур в каналах фазоиндикатора или различные температурные коэффициенты входных элементов импульсных устройств. С учетом формулы (12) это можно записать следующим образом:

$$\Delta\varphi_3 = \frac{360^\circ}{U_{8,85} \sqrt{1 - \left(\frac{U_{cp}}{\sqrt{2}U}\right)^2}} (T_{cp} \Delta\theta + \theta_k \Delta T_k), \quad (13)$$

где  $T_{cp}$  — температура окружающей среды,  $^\circ\text{C}$ ;

$\theta_k$  — температурный коэффициент напряжения входного элемента импульсного устройства;

$\Delta\theta = \theta_{k1} - \theta_{k2}$  — разность температурных коэффициентов;

$\Delta T_k$  — разность температур между каналами.

Если во входных устройствах использовать, например, германиевые транзисторы, то при  $\Delta T_k = 1^\circ\text{C}$ ,  $T_{cp} = 20^\circ\text{C}$ ,  $\theta = -2,6 \text{ мВ/град}$ ,  $\Delta\theta = 2,6 - 2,5 = 0,1 \text{ мВ/град}$ ,  $U_{cp} = 0,5 \text{ в}$  и  $U = 5 \text{ в}$ , получим  $\Delta\varphi = 0,037 \approx 0,04^\circ$ .

Таким образом, в диапазоне комнатных температур  $10-25^\circ\text{C}$  погрешность фазоиндикатора без учета искажений входных напряжений не превысит  $0,05^\circ$ . При коэффициенте нелинейных искажений 1% она увеличится до  $0,15^\circ$ , а при их уменьшении до 0,5% будет порядка  $0,1^\circ$ .

Из трех составляющих уменьшить можно только погрешность, вызванную изменением потенциала срабатывания от температуры. Для этого следует либо непрерывно контролировать потенциал срабатывания, либо использовать стабильные пороговые элементы, либо ввести специальные элементы, зависящие от температуры. Радикальным средством является применение стабильных элементов, мало зависящих от температуры. К ним относятся туннельные диоды. Для диода  $I_1 = 5$  ма с концентрацией носителей  $3,5-4 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup> (например, типа ЗИ301-В) пиковое напряжение изменяется на 4 мв при изменении температуры от 0 до 100° С, или около 40 мкв/град, в то время как температурный коэффициент транзисторов равен 2,5—2,6 мв/град.

Входной пороговый элемент создан на туннельном диоде, включенном в эмиттер транзистора.

В положении «работа» на входы  $U_1$  и  $U_2$  фазоиндикатора нулевого сдвига (рис. 4) поступают два синусоидальных сигнала инфранизкой частоты. В определенные моменты срабатывают потенциальные триггеры  $T_{1-2}$ ,  $R_{1-2}$ ,  $D_{1-2}$ . Отрицательные импульсы инвертируются усилителями на транзисторах  $T_{3-4}$  и подаются на каскады моновибраторов, формирующих короткие импульсы. Эти каскады выполнены на туннельных диодах  $D_3$  и  $D_4$ . Сформированные узкие импульсы через диоды  $D_5$  и  $D_6$  поступают на каскад совпадений, собранный на туннельном диоде  $D_7$ . Начальную рабочую точку выделяющего туннельного диода в каскаде совпадений выбирают такой, чтобы сумма токов двух одновременно пришедших импульсов перебрасывала рабочую точку через максимум характеристики туннельного диода. Импульс с каскада совпадений, инвертированный транзистором  $T_5$ , расширяется по длительности ждущим мультивибратором на транзисторах  $T_6$  и  $T_7$ . Порог срабатывания мультивибратора регулируют потенциометром  $R_3$ . Импульс с повышающей обмотки трансформатора  $Tr_1$  запускает тиратрон с холодным катодом  $L_1$ .

В момент синфазности сравниваемых сигналов тиратрон «поджигается» и его сопротивление уменьшается до 10—20 ом. Конденсатор  $C_1$  разряжается по цепи  $C_1-L_1-W_1$ . Наличие в цепи разряда катушки индуктивности  $W_1$  и сопротивления тиратрона приводит к появлению затухающих высокочастотных колебаний, частотой 160 кГц. Во вторичной цепи  $W_2$  импульсного трансформатора возникают высокочастотные колебания с амплитудой около 40 кв. Эти колебания подаются на «поджигающий» электрод импульсного строботрона  $L_2$  и создают в лампе столб полностью ионизированного газа. Ввиду малого сопротивления (2 ом) через него разряжается конденсатор  $C_2$ . В этот момент происходит яркая световая вспышка.

Экспериментальные исследования фотоимпульсного фазоиндикатора с помощью образцового калибратора фазы [5] показали, что его чувствительность при частотах 20—50 гц составляет 0,02—0,03°, а погрешность  $\pm 0,1^\circ$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника М., изд. «Советское радио», 1964.
2. Генне А. А., Горюштейн И. Л., Пугач А. Б. Приборы тлеющего разряда. Киев, Укр. Гостехиздат, 1963.
3. Вершин В. Е. Быстродействующие полупроводниковые переключатели. М.—Л., изд. «Энергия», 1965.
4. Поляков Н. П. К вопросу о погрешности фазометров. «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 2, стр. 59—61.
5. Колтик Е. Д. Двухканальный калибратор фазы. «Труды институтов Комитета стандартов», М.—Л., Стандартгиз, 1963.

Поступила в редакцию  
18/X 1965 г.



### ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ МАЛОМОЩНЫХ ПОСТОЯННЫХ НАГРУЗОК

В практике измерения неэлектрических величин средствами радиоэлектроники для питания преобразователей (фотоэлектронных умножителей, пьезоэлектриков и т. д.) необходимы высоковольтные стабилизаторы. При маломощных постоянных нагрузках целесообразно использовать стабилизаторы тока.

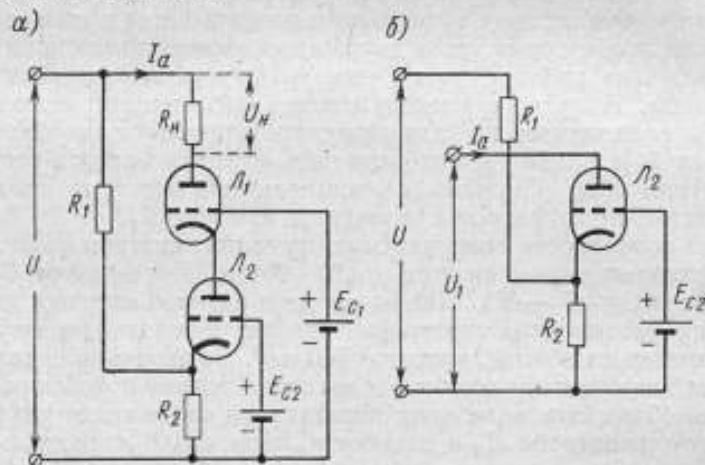


Рис. 1. Упрощенная принципиальная схема стабилизатора.

Принцип действия высоковольтного стабилизатора (рис. 1, а) основан на свойстве последовательно соединенных катодных повторителей поддерживать неизменным протекающий через лампы ток при стабилизированных напряжениях на управляющих сетках ламп и нестабилизированном анодном напряжении\*.

При линейной аппроксимации характеристик ламп напряжение (рис. 1, б) равно

$$U_2 = I_a (R_{i2} + R_2) + \mu_2 R_2 I_a + \mu_2 R_2 \frac{U}{R_1} + U_{a02} - \mu_2 E_{e2}, \quad (1)$$

где  $I_a$  — анодный ток ламп;  
 $R_{i2}$  — внутреннее сопротивление;  
 $\mu_2$  — статический коэффициент усиления лампы  $L_2$ ;

\* Fellgett P. A current stabilized photomultiplier power supply. J. of Scientific Instruments, 1954, v. 31, N 6.

$R_1$  — сопротивление обратной связи;  
 $U$  — выпрямленное напряжение;  
 $U_{a02}$  — анодное напряжение приведения лампы  $L_2$ ;  
 $E_{c2}$  — опорное напряжение;  
 $R_2$  — сопротивление в цепи катода лампы  $L_2$ .  
 Из выражения (1) находим эквивалентное сопротивление в катоде  $L_1$

$$R_2' = \frac{U_2}{I_a} = R_{c2} + (1 + \mu_2) R_2 - \frac{\mu_2 E_{c2} - \mu_2 \frac{R_2}{R_1} U - U_{a02}}{I_a}. \quad (2)$$

С другой стороны, напряжение  $U$  равно

$$U = U_n + I_a [R_{c1} + (1 + \mu_1) R_2'] - \mu_1 E_{c1} + U_{a01}. \quad (3)$$

Из уравнений (2) и (3) определим напряжение на нагрузке

$$U_n = \frac{U \left[ 1 - (1 + \mu_1) \mu \frac{R_2}{R_1} \right] + \mu_1 E_{c1} + (1 + \mu_1) \mu_2 E_{c2} - U_{a01} - (1 + \mu_1) U_{a02}}{1 + \frac{R_{c1}}{R_n} + (1 + \mu_1) \frac{R_{c2}}{R_n} + (1 + \mu_1) (1 + \mu_2) \frac{R_2}{R_n}}. \quad (4)$$

Из этого выражения видно, что при условии  $1 - (1 + \mu_1) \mu_2 \frac{R_2}{R_1} = 0$  выходное напряжение  $U_n$  не зависит от питающего напряжения  $U$ .

Обозначим:

$$A = 1 - (1 + \mu_1) \mu_2 \frac{R_2}{R_1};$$

$$B = \mu_1 E_{c1} + (1 + \mu_1) \mu_2 E_{c2} - U_{a01} - (1 + \mu_1) U_{a02};$$

$$C = 1 + \frac{R_{c1}}{R_n} + (1 + \mu_1) \frac{R_{c2}}{R_n} + (1 + \mu_1) (1 + \mu_2) \frac{R_2}{R_n}.$$

Тогда выражение (4) примет вид

$$U_n = \frac{AU + B}{C}. \quad (5)$$

Чтобы выяснить, как выходное напряжение зависит от любого параметра (4), логарифмируем и дифференцируем выражение (5):

$$\frac{dU_n}{U_n} = \frac{AU}{AU + B} \frac{dU}{U} + \frac{AU}{AU + B} \frac{dA}{A} + \frac{B}{AU + B} \frac{dB}{B} - \frac{dC}{C}. \quad (6)$$

Анализ уравнения (6) показывает, что относительное изменение  $U_n$  практически равно относительному изменению опорного напряжения  $E_{c2}$  и сопротивлений нагрузки  $R_n$  и  $R_2$ . Влияние же изменений  $E_{c1}$ ,  $U_{a02}$ ,  $R_{c2}$  на  $U_n$  в  $\mu$  раз меньше, а  $U_{a01}$  и  $R_{c1}$  — в  $\mu_1 \mu_2$  раз меньше, т. е. практически пренебрежимо мало. Мало влияет также на выходное напряжение изменение  $\mu_1$  и  $\mu_2$ , хотя, как показано ниже, они определяют значение коэффициента стабилизации.

Принимая  $dA$ ,  $dB$  и  $dC$  равными нулю, получим выражение коэффициента стабилизации

$$k = \frac{dU}{dU_n} \frac{U_n}{U} = 1 + \frac{B}{AU} = 1 + \frac{\mu_1 E_{c1} + (1 + \mu_1) \mu_2 E_{c2} - U_{a01} - (1 + \mu_1) U_{a02}}{U \left[ 1 - (1 + \mu_1) \mu_2 \frac{R_2}{R_1} \right]};$$

$$k \approx \frac{\mu_1 \mu_2 E_{c2} \left( 1 + \frac{E_{c1} - U_{a02}}{\mu_2 E_{c2}} \right)}{U \left( 1 - \mu_1 \mu_2 \frac{R_2}{R_1} \right)}. \quad (7)$$

При отсутствии обратной связи по напряжению ( $U(R_1 = \infty)$ ) коэффициент стабилизации

$$k \approx \mu_1 \mu_2 \frac{E_{c2}}{U}. \quad (8)$$

Используя лампы  $\Lambda_1$  и  $\Lambda_2$  с большими статическими коэффициентами усиления, выражение (4) можно упростить:

$$U_n \approx \frac{R_n}{R_2} E_{c2}. \quad (9)$$

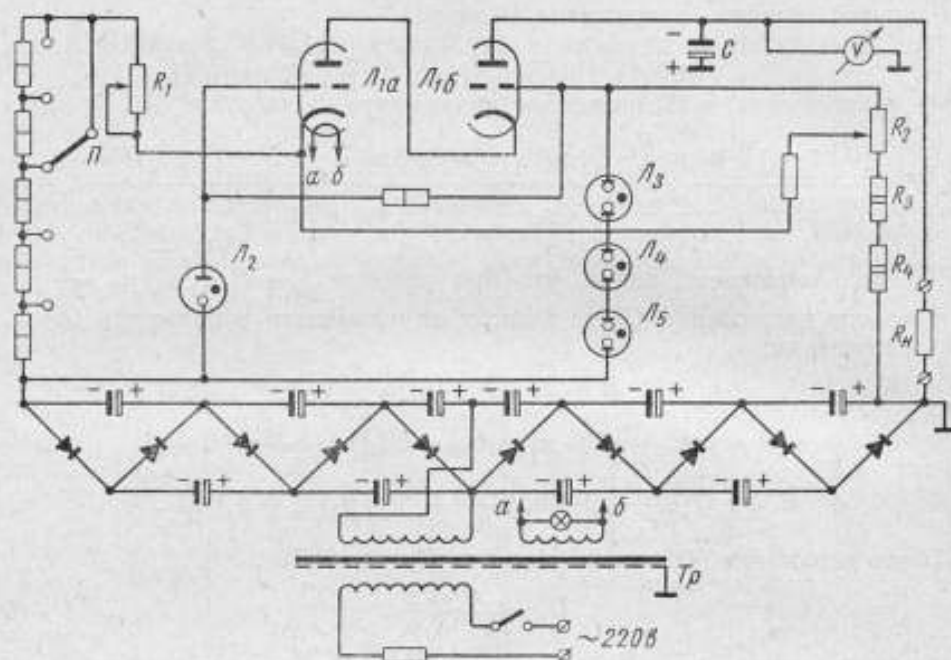


Рис. 2. Принципиальная схема стабилизатора.

Из этой формулы следует, что при неизменном сопротивлении нагрузки  $R_n$  и стабильном опорном напряжении  $E_{c2}$  выходное напряжение можно регулировать изменением сопротивления  $R_2$ .

Коэффициент стабилизации для различных  $R_2$  с обратной связью можно подсчитать по формуле

$$k_{oc} \approx \mu_1 \mu_2 \frac{E_{c2}}{U \left(1 - \frac{U_{n1}}{U_{n2}}\right)}, \quad (10)$$

где  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$  — напряжение на нагрузке, соответствующее оптимальной величине обратной связи и полученное изменением сопротивления  $R_2$ .

Из выражения (10) видно, что эффективность обратной связи тем больше, чем меньше диапазон регулирования выходного напряжения.

Сопоставив формулы (8) и (10), можно заключить, что при  $U_{n1}/U_{n2} > 2$  обратная связь ухудшает коэффициент стабилизации.

В отличие от схемы, приведенной в работе П. Фелдгета, в схеме высоковольтного стабилизатора (рис. 2) использован низковольтный трансформатор  $T_p$  с одной обмоткой накала, выпрямитель выполнен по двухполупериодной схеме умножения напряжения без высоковольтного фильтра,



осуществлено плавное регулирование выходного напряжения и применен один двойной триод.

Стабилизатор выполнен по схеме двух последовательно соединенных катодных повторителей на лампе  $\Lambda_1$ . Переменное напряжение 170 в, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора, выпрямляется и умножается до 2000 в. Опорное напряжение 80 в на сетке  $\Lambda_{1a}$  стабилизируется лампа  $\Lambda_2$  с рабочим током 1,5 ма. Требования к стабильности опорного напряжения на сетке  $\Lambda_{1b}$  ниже, чем на  $\Lambda_{1a}$ , поэтому оно стабилизируется тремя последовательно соединенными неоновыми лампами  $\Lambda_3-\Lambda_5$  с рабочим током около 0,8 ма.

Дискретного изменения выходного напряжения достигают переключателем  $\Pi$ , а плавного — реостатом  $R_1$ . Чтобы исключить наводки в высокоомной нагрузке  $R_H$ , параллельно ей подключен высоковольтный конденсатор  $C$ . Выходное напряжение нагрузки измеряют вольтметром  $V$ .

К конструкции стабилизатора предъявляют требования надежной изоляции вторичных обмоток силового трансформатора и элементов, находящихся под высоким потенциалом относительно шасси. Анодное напряжение на  $\Lambda_{1a}$  равно 130 в и приложено к катодам лампы  $\Lambda_{1b}$ . Так как цепь накала ламп хорошо изолирована от корпуса, напряжение между каждым катодом и цепью накала не превышает допустимого для лампы типа 6Н2П.

Настройка стабилизатора сводится к подбору напряжения обратной связи, снимаемого с делителя  $R_2-R_4$ , для получения наибольшего коэффициента стабилизации при заданном выходном напряжении.

Исследования стабилизатора показали, что нестабильность заданного  $U_n$  не превышает 0,01% при изменении напряжения сети на  $\pm 10\%$ . Однако, при изменении напряжения на нагрузке на  $\pm 30\%$  нестабильность  $U_n$  увеличивается на порядок. Причина этого явления заключается в том, что обратную связь подбирали для компенсации изменения выпрямленного напряжения и напряжения накала. Как известно, изменение питания накала лампы на  $\pm 10\%$  приводит к появлению дополнительной разности потенциалов в цепи катода порядка 0,1 в (рис. 1). Это равноценно изменению  $E_{c2}$  на 0,1 в и при  $E_{c2} \approx 100$  в изменение напряжения на нагрузке составит 0,1%.

Предел регулирования выходного напряжения при его нестабильности в 0,01% можно расширить, применяя бареттер для стабилизации тока накала или вводя в цепь опорного напряжения дополнительную лампу,

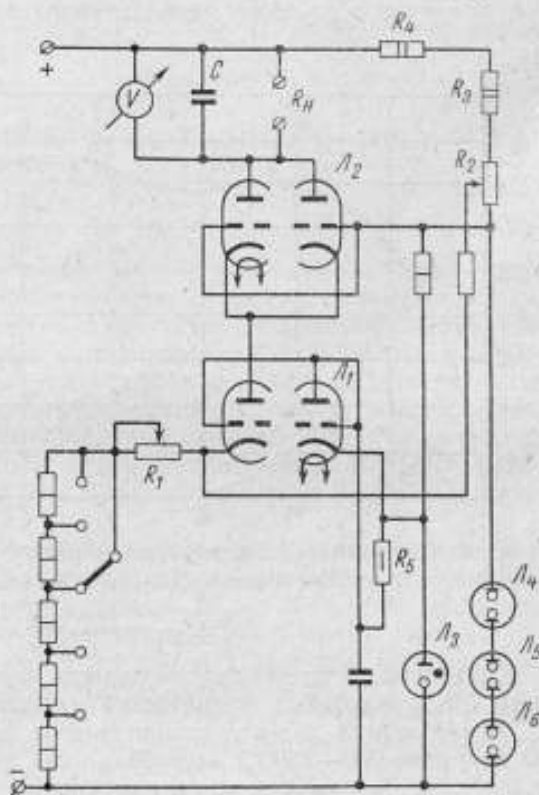


Рис. 3. Принципиальная схема стабилизатора с расширенным пределом регулирования выходного напряжения.

так, чтобы напряжение, получаемое на ее нагрузке, компенсировало дополнительную разность потенциалов в катод лампы стабилизатора. Выпрямитель стабилизатора с расширенным пределом регулирования выходного напряжения (рис. 3) такой же, как и на схеме рис. 2, а силовой трансформатор имеет дополнительную обмотку накала. В этом стабилизаторе применены два двойных триода. Правый триод лампы  $L_1$  включен диодом и вместе с сопротивлением  $R_5$  образует источник компенсационного напряжения. Данный стабилизатор позволяет получить вдвое больший ток в нагрузке за счет параллельного включения триодов лампы  $L_2$ .

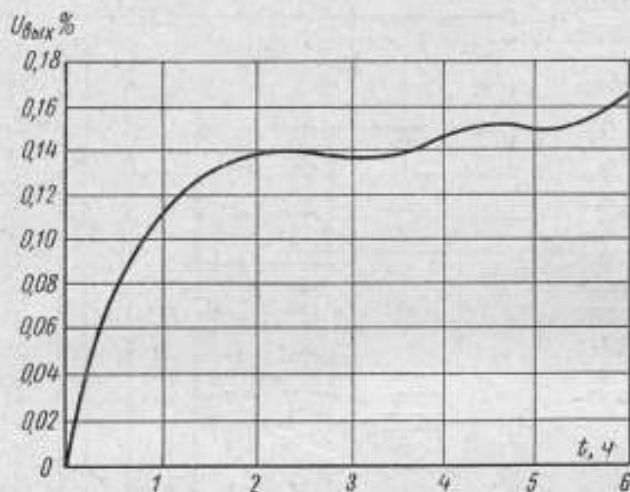


Рис. 4. Характеристика временного дрейфа стабилизаторов.

При настройке стабилизатора обратную связь подбирали так, чтобы коэффициент стабилизации был максимальным

$$U_n = \frac{2}{1 + \gamma} U_{n \min}, \text{ где } \gamma = \frac{U_{n \min}}{U_{n \max}}.$$

При такой настройке нестабильность максимального  $U_{n \max}$  и минимального  $U_{n \min}$  выходных напряжений одинакова.

Исследования данного стабилизатора показали, что для напряжений на нагрузке 900—1300 в нестабильность выходного напряжения не превышает 0,01% при изменении напряжения сети на  $\pm 10\%$ . При  $U_{n \min} = 750$  в и  $U_{n \max} = 1500$  в она увеличивается до 0,04%.

Способность стабилизатора восстанавливать заданное выходное напряжение проверяли следующим образом. Устанавливали выходное напряжение 1300 в и часть его измеряли потенциометром. Затем стабилизатор выключали и на следующий день процесс измерения  $U_n$  повторяли без перестройки режима работы стабилизатора. Изменение напряжения не превышало 0,06%.

На рис. 4 приведена характеристика временного дрейфа стабилизаторов, собранных по схемам рис. 2 и 3. После полуторачасового прогрева изменение выходного напряжения  $U_{\max}$  не превышало 0,01% за 1 ч.

При экспериментальных исследованиях, когда необходимо изменять напряжение на нагрузке в широких пределах, целесообразно применять схему рис. 3 или 2 со стабилизацией тока накала с помощью бареттера. В случае изменения выходного напряжения на  $\pm 10\%$  лучше использовать схему рис. 2.

Изготовленные во ВНИИМ стабилизаторы по приведенным схемам надежно работают в течение нескольких лет.

Поступила в редакцию  
18/X 1965 г.

### УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ ПОВЕРКИ ПРИБОРОВ

При поверке и исследовании электроизмерительных приборов постоянного тока и приборов инфранизкого диапазона частот от тысячных долей до 100  $\mu\text{ц}$  возникает необходимость в достаточно стабильном и линейном усилении сигналов от источников малой мощности до значений, достаточных для питания цепей поверяемых приборов. Такая задача возникает в частности при создании автоматических поверочных устройств, обеспечивающих поверку электроизмерительных приборов постоянного тока в динамическом режиме, т. е. при подаче на поверяемый прибор сигнала, непрерывно изменяющегося по определенному закону с большой постоянной времени.

Во ВНИИМ разработаны, исследованы и внедрены в поверочную практику высококачественные усилители мощности постоянного тока, обеспечивающие при выходной мощности порядка 15  $\text{вт}$  получение достаточно стабильных напряжений до 150  $\text{в}$  (усилитель напряжения) и токов до 7,5  $\text{а}$  (усилитель тока) в диапазоне частот  $0 \div 100 \mu\text{ц}$ . При разработке усилителя тока к нему предъявлялись следующие требования:

1) малый дрейф нулевого уровня за время измерения (около 5  $\text{мин}$ ), который не должен превышать 0,05% по отношению к номинальному значению выходного тока усилителя;

2) стабильность коэффициента усиления усилителя;

3) линейность усиления входного сигнала; коэффициент нелинейных искажений выходного тока в диапазоне частот  $0 \div 100 \mu\text{ц}$  не должен превышать  $0,5 \pm 1\%$ .

Анализ возможных схем усилителей постоянного тока, способных удовлетворить указанным требованиям, а также требованиям наибольшей простоты схемы и наименьшей сложности стабилизированных источников для питания усилителя показал, что наилучшим образом этим требованиям отвечает усилитель мощности, имеющий выходной двухтактный каскад, выполненный по мостовой схеме, два плеча которой составляют стабилизированные источники напряжения одинаковой величины.

На рис. 1 представлена схема разработанного усилителя мощности постоянного тока на номинальную нагрузку 7,5  $\text{а}$ , при выходной мощности 15  $\text{вт}$ . Первый каскад, на транзисторе  $T_1$ , является согласующим эмиттерным повторителем, второй, на транзисторе  $T_2$ , — услителем по напряжению. На выходе транзистора  $T_2$  сигнал разделяется по фазе благодаря применению в одном из плеч двухтактного каскада транзистора  $T_3$  обратной проводимости (типа  $n-p-n$ ). Таким образом, получаются два плеча двухтактного каскада, одно из которых образовано услителем



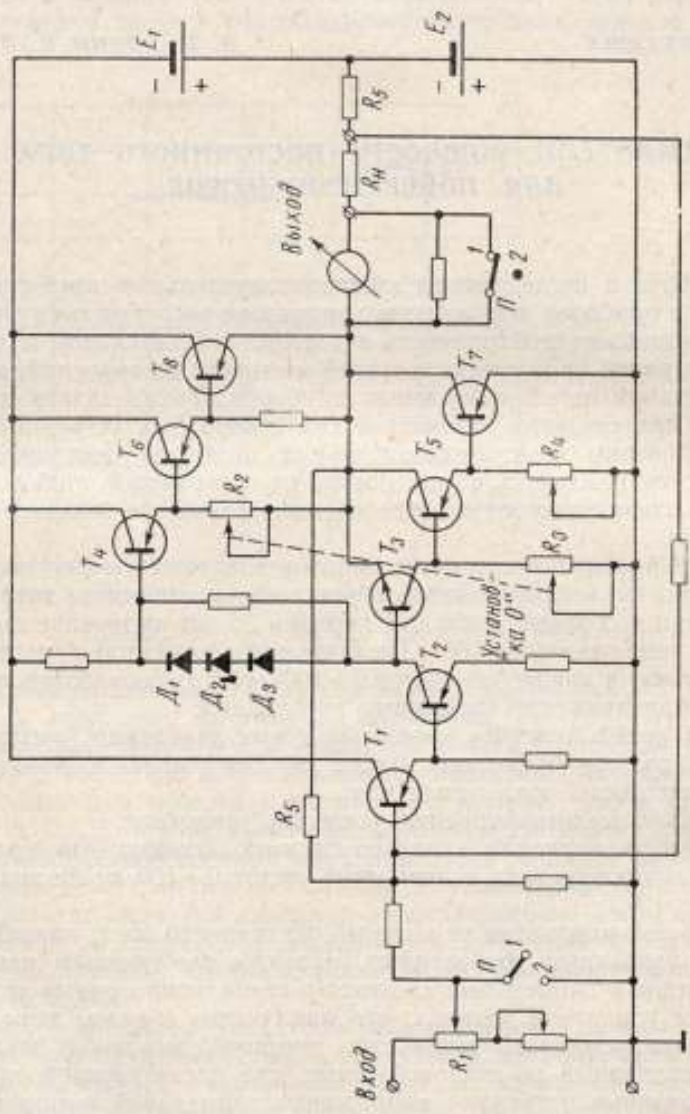


Рис. 1. Схема усилителя мощности постоянного тока с выходом по току.

тока на транзисторах  $T_4$ ,  $T_6$  и  $T_8$ , другое — на транзисторах  $T_3$ ,  $T_5$  и  $T_7$ . В диагональ моста, образованного выходными мощными транзисторами  $T_7$ ,  $T_5$  и источниками напряжения  $E_1$ ,  $E_2$ , включены сопротивления нагрузки  $R_n$  и отрицательной обратной связи по выходному току  $R_5$ . Выходную мостовую цепь периодически балансируют перед измерениями: грубо — при помощи сдвоенного реостата смещения  $R_2-R_3$ , плавно — реостатом  $R_4$  в положении 2 (установка нуля) переключателя  $\Pi$  рода работы. В этом положении переключателя закорачивают вход усилителя и в диагональ моста последовательно с нагрузкой включают чувствительный прибор, по которому устанавливают нулевой ток в нагрузке.

В разработанном усилителе тока температурный режим транзисторов стабилизируют, применяя отрицательную обратную связь по напряжению с выхода усилителя на вход через сопротивление  $R_5$  и температурную компенсацию с помощью стабилизирующих диодов  $D_1-D_3$ , падение напряжения на которых является смещением для транзисторов  $T_3$  и  $T_4$ . Динамическое сопротивление этих диодов должно быть значительно меньше сопротивления коллекторной нагрузки транзистора  $T_2$ . В этом случае изменение напряжения на диодах  $D_1-D_3$ , вызванное изменением коллекторного тока транзистора  $T_2$  от температуры, уменьшится в  $R_2/R_{ct}$  раз, где  $R_2$  и  $R_{ct}$  — динамическое и статическое (внутреннее) сопротивления последовательно включенных диодов для некоторого среднего значения коллекторного тока транзистора  $T_2$ .

Исходя из этих соображений, целесообразно применять диоды с минимальным динамическим сопротивлением в рабочем диапазоне токов коллектора транзистора  $T_2$ . С другой стороны, на этих диодах необходимо получить напряжение смещения, достаточное для транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  и определяемое в основном напряжением смещения  $U_{бэ}$  выходного мощного транзистора  $T_8$ . Поэтому включают последовательно несколько стабилизирующих диодов.

Исследования показали, что наиболее приемлемыми в данном случае являются кремниевые стабилитроны, используемые в прямом включении. Цепочка из трех диодов при среднем токе коллектора транзистора  $T_2$ , равном  $I_{k_2} = 3$  ма, имеет динамическое сопротивление  $R_d \approx 30$  ом при падении напряжения порядка 2,2 в. Таким образом, коэффициент стабилизации равен

$$K_{ct} = \frac{R_{ct}}{R_d} \approx \frac{750 \text{ ом}}{30 \text{ ом}} = 25.$$

Кроме того, характеристики диодов в зависимости от температуры изменяются примерно по тому же закону, что и характеристики транзисторов. Это позволяет в некоторых пределах осуществить также термокомпенсацию режима усилителя.

При проектировании транзисторных усилителей мощности постоянного тока очень важно обеспечить правильный температурный режим выходных транзисторов. Это достигается путем эффективного теплоотвода выделяющейся в них мощности, так как в отличие от усилителей слабых сигналов, дрейф выходного каскада такого усилителя, вызываемый перегревом мощных транзисторов, является определяющим в результирующем дрейфе усилителя.

В предлагаемом усилителе в качестве выходных применены мощные германиевые транзисторы  $T_7$  и  $T_8$ . Чтобы обеспечить линейность усиления тока нагрузки до 7,5 а, ток покоя выходных транзисторов (при  $I_n = 0$ ) выбирают равным  $I_{7_0} = I_{8_0} = 5$  а, что обеспечивает требуемую выходную мощность усилителя при напряжениях питания  $E_1 = E_2 = 6,5$  в. В этом

случае мощность, рассеиваемая на каждом из выходных транзисторов, равна  $P_{к_{max}} = 33 \text{ вт}$ .

Для эффективного теплоотвода выделяющейся мощности каждый из транзисторов укрепляют на ребристом радиаторе с принудительной воздушной вентиляцией. Площади радиаторов определяют из выражения

$$S_p = \frac{P_{к_{max}}}{K_T [T_{п_{max}} - T_c - P_{к_{max}} (R_{пк} + R_{кc})]} \text{ см}^2,$$

где  $P_{к_{max}}$  — максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, *вт*;

$K_T$  — коэффициент теплоотдачи радиатора, *вт/см<sup>2</sup>град*;

$T_c$  — температура окружающей среды, *°C*;

$T_{п_{max}}$  — максимальная температура коллекторного перехода *град*;

$R_{пк}$  — тепловое сопротивление участка переход—корпус транзистора, *град/вт*;

$R_{кc}$  — тепловое сопротивление участка корпус—окружающая среда, *град/вт*.

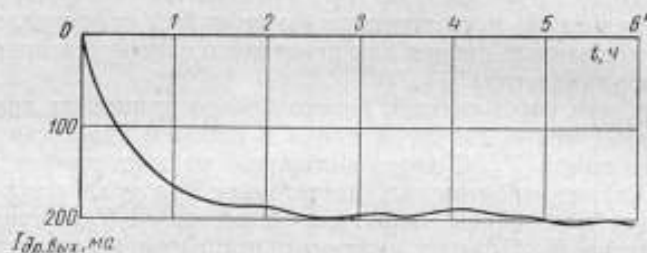


Рис. 2. Кривая дрейфа нуля на выходе усилителя тока.

В данном случае для транзисторов на алюминиевом черном радиаторе с принудительным воздушным охлаждением можно принять, что  $k_T = 3 \cdot 10^{-3} \text{ вт/(см}^2 \cdot \text{град)}$ ;  $T_{п_{max}} = 85^\circ \text{ C}$ ;  $T_c = 30^\circ \text{ C}$ ;  $R_{пк} = 1 \text{ град/вт}$ ;  $R_{кc} = 0,5 \text{ град/вт}$ . Отсюда требуемая площадь радиатора  $S_p \approx 2000 \text{ см}^2$ .

Как показало экспериментальное исследование, такой радиатор обеспечивает достаточно стабильный нулевой уровень на выходе после предварительного прогрева усилителя. Кривая дрейфа нуля, на выходе усилителя, приведена на рис. 2.

Результаты экспериментального исследования усилителя тока показали, что:

а) дрейф нулевого уровня на выходе усилителя после предварительного прогрева в течение 1 ч не превышает  $10 \div 20 \text{ мА}$ , что составляет 0,02% от номинального выходного тока за 5 мин;

б) коэффициент нелинейных искажений номинального выходного тока 7,5 а при выходной мощности 15 вт не превышает  $0,5 \div 0,7\%$  в диапазоне частот  $0 \div 100 \text{ гц}$ ;

в) пульсация тока на нагрузке не превышает  $0,05 \div 0,1\%$  от его номинального значения.

Конструктивно усилитель тока объединен с двумя стабилизированными источниками напряжения  $E_1$  и  $E_2$ . Каждый из них представляет собой мощный компенсационный транзисторный стабилизатор напряжения с опорным напряжением, получаемым от уменьшенного делителем приблизительно до 4,5 в опорного напряжения кремниевого стабилитрона. Последний питают от вспомогательного маломощного транзистор-



ного стабилизатора. Результирующий коэффициент стабилизации каждого из мощных стабилизаторов при токе нагрузки  $I_n = 9a$  и изменении напряжения питающей сети на  $\pm 10\%$  от номинального равен  $K_p = 1000$ , напряжение пульсаций на выходе не превышает при этом  $2 \div 4$  мВ, дрейф выходных напряжений после часового прогрева не более  $\pm 0,1\%$  в час.

К разработанному усилителю напряжения были предъявлены следующие основные требования:

1) амплитуда выходного напряжения при мощности в нагрузке  $P_n = 15$  Вт должна быть равной 150 В;

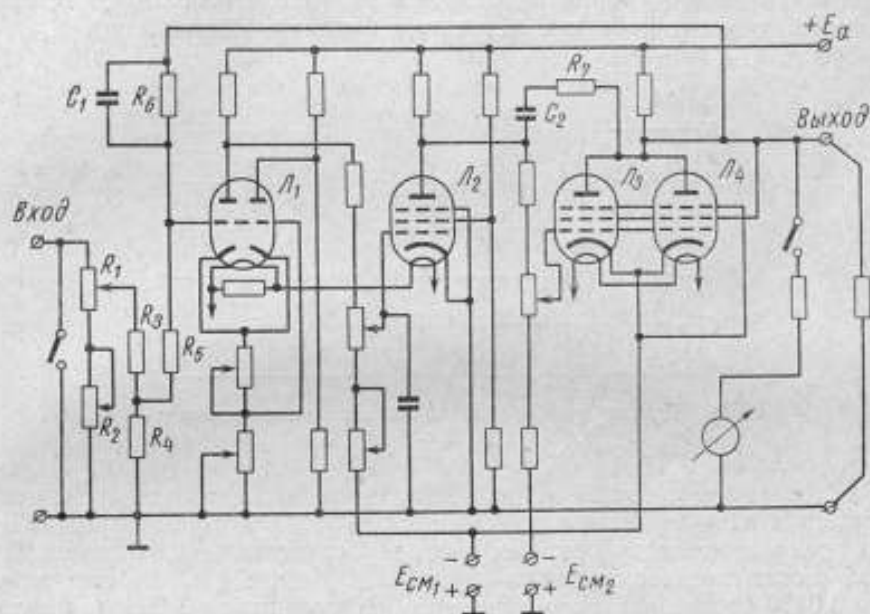


Рис. 3. Схема усилителя мощности постоянного тока с выходом по напряжению.

2) дрейф нулевого уровня на выходе за время измерения  $\sim 5$  мин не должен превышать  $0,05\%$  от номинального значения выходного напряжения усилителя;

3) должны соблюдаться стабильность коэффициента усиления усилителя, а также линейность усиления входного сигнала; коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения в диапазоне частот  $0 \div 100$  Гц не должен превышать  $0,5 \div 1\%$ .

Анализ возможных схем построения усилителя напряжения постоянного тока, удовлетворяющего указанным требованиям, показал, что исходя из требуемых параметров выходного сигнала, наиболее целесообразным является однотактный ламповый усилитель с несимметричным выходом, охваченный глубокой отрицательной обратной связью по напряжению, со стабилизированными напряжениями питания и с применением специальных мер по компенсации дрейфа нуля.

Схема такого трехкаскадного усилителя напряжения приведена на рис. 3. Первый каскад на лампе  $L_1$  служит усилителем напряжения с автоматической катодной компенсацией накального дрейфа, осуществляемой при помощи правой половины этой лампы. Второй каскад на лампе  $L_2$  — усилитель напряжения, третий — является усилителем мощности на параллельно соединенных выходных лампах  $L_3, L_4$ .

Усилитель с выхода на вход охвачен глубокой отрицательной обратной связью по напряжению, осуществляемой через сопротивление  $R_6$ . Глубина обратной связи соответствует петлевому усилению  $K \cdot \beta \approx 200$ . Для устранения самовозбуждения усилителя на высокой частоте применяют корректирующие элементы: конденсатор  $C_1$  и цепочку  $C_2 R_7$ . Развязывающие сопротивления  $R_3, R_4, R_5$  входной цепи обеспечивают практически неизменную глубину обратной связи при регулировке входного сигнала делителем напряжения  $R_1, R_2$ .

Для осуществления гальванической связи между каскадами, а также получения нулевого уровня напряжения на выходе используют вспомогательные стабилизированные источники напряжений смещения  $E_{см1} = -300$  в,  $E_{см2} = -580$  в.

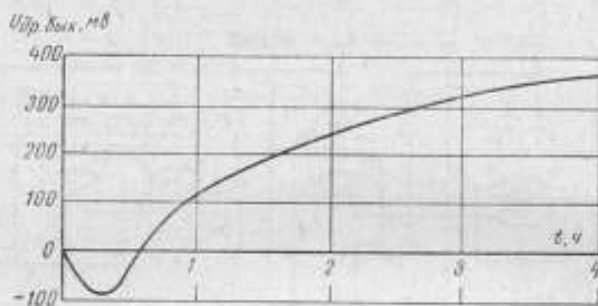


Рис. 4. Кривая дрейфа нуля на выходе усилителя напряжения.

Основные результаты экспериментального исследования усилителя напряжения следующие:

а) дрейф нулевого уровня на выходе усилителя не превышает  $50 \pm 100$  мВ после предварительного прогрева в течение 1 ч, что составляет менее 0,01% от номинального выходного напряжения за 5 мин (характер дрейфа нуля на выходе, определенного экспериментально, приведен на рис. 4);

б) коэффициент нелинейных искажений номинального выходного напряжения 150 в при выходной мощности 15 вт не превышает 0,8% во всем диапазоне частот (0-100 гц);

в) напряжение пульсаций на нагрузке не более 5 мВ (0,003% от номинального напряжения).

Конструктивно усилитель напряжения объединен с разработанными стабилизированными источниками питания анодных ( $E_a = 400$  в), сеточных ( $E_{см1}$ ), ( $E_{см2}$ ) и накальных ( $E_n = 12,5$  в) цепей усилителя. Первые три источника представляют собой ламповые следящие стабилизаторы с коэффициентом стабилизации  $K_{ст} = 2000$  и пульсациями на выходе 5-10 мВ, последний — транзисторный компенсационный стабилизатор напряжения с опорой на кремниевом стабилитроне, имеющий коэффициент стабилизации порядка  $K_{ст} = 500$  при напряжении пульсаций на выходе не более 5 мВ.

Поступила в редакцию  
9/11 1965 г.

ВНИИМ

## ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ УКАЗАТЕЛЬ РАВНОВЕСИЯ ЭЛУР-7

Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-7 (рис. 1) предназначен для работы в качестве индикатора нуля в мостовых и компенсационных измерительных схемах переменного тока. ЭЛУР-7 дает возможность усиливать и наблюдать на экране электронно-лучевой трубки слабые сигналы в диапазоне частот от 40 гц до 100 кгц. В приборе применена схема пере-



Рис. 1. Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-7.

неративного избирательного усилителя с двумя фазовращателями в цепи обратной связи, которая позволяет при максимальной чувствительности ослаблять вторую и третью гармоники в несколько сот раз. Уровень шумов, отнесенный ко входу, составляет доли микровольта. В ранее опубликованной работе \* более подробно приведены экспериментальные данные по чувствительности, кроме того, там же изложена теория работы избирательного усилителя.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 2. Первый каскад прибора выполнен по реостатно-емкостной схеме на пентоде 6Ж1П, с анодной нагрузки которого  $R_1$  сигнал через переключатель  $P_1$  и конденсатор  $C_2$  поступает на ступенчатый делитель напряжения.

Входные напряжения менее 1 в подаются непосредственно через переключатель  $P_1$  на управляющую сетку лампы  $L_1$ ; при напряжениях на входе выше 1 в тумблер  $P_1$  переключают в положение 2; при этом входное напряжение, минуя первый каскад, поступает непосредственно на ступенчатый делитель напряжения.

\* Зорин Д. И., Ахнаев Р. Ф. Избирательный указатель равновесия для широкого диапазона частот. «Измерительная техника», 1963, № 3.



Избирательный усилитель выполнен по схеме регенеративного усилителя на лампах  $L_2$  6Ф1П и  $L_3$  6НЗП, основное преимущество его — простота выполнения и возможность получения высокой избирательности в широком диапазоне частот.

От ступенчатого аттенюатора сигнал через переключатель поступает на управляющую сетку пентодной части лампы  $L_2$ . В среднем положении переключателя сетку присоединяют к аттенюатору, в двух других положениях ее закорачивают на землю. Для удобства в работе при включении на положение «контроль» переключатель не фиксируют и при отжатии ключа он возвращается в положение «измерение». Пентодная часть лампы 6Ф1П является реостатным услителем. С анодной нагрузки этой лампы сигнал поступает последовательно на два идентичных фазовращателя, собранных на лампе 6НЗП. Каждый из фазовращателей обеспечивает поворот фазы на  $90^\circ$  для избираемой частоты. К сетке триодной части лампы 6Ф1П этот сигнал приходит повернутым на  $180^\circ$  по отношению к фазе сигнала на аноде пентодной части лампы 6Ф1П. Триодная часть лампы 6Ф1П еще раз поворачивает сигнал на  $180^\circ$ . Таким образом, на анодной нагрузке  $R_2$ , которая является общей для обеих частей лампы 6Ф1П, сигнал обратной связи для избираемой частоты совпадает по фазе с основным сигналом, т. е. получается положительная обратная связь. Изменением сопротивления  $R_2$  регулируют положительную обратную связь и соответственно изменяют избирательность прибора. На максимальную чувствительность прибор настраивают следующим образом. Установив усилитель на избираемую частоту, переключателем закорачивают сетку лампы  $L_2$  на землю и увеличением сопротивления  $R_2$  прибор доводят до генерации, о наступлении которой свидетельствует появление большого сигнала на экране трубки. При уменьшении  $R_2$  генерация срывается и на экране остается линия развертки по оси  $y$ . Затем переключатель ставят в среднее положение, и прибор готов для работы. На пороге генерации прибор имеет очень высокую добротность и соответственно узкую полосу пропускания. Для периодического наблюдения за прибором в переключателе имеется дополнительное нефиксируемое положение при котором сетку так же можно закорачивать на землю.

Для устранения нежелательных следствий сильной положительной обратной связи — склонности к самовозбуждению и нестабильности усиления во всех элементах, охваченных положительной обратной связью, которой охвачены обе части лампы 6Ф1П в цепях катодов, и пентодная часть лампы по цепи экраниной сетки; фазовращатели выполнены на базе фазоинверторов. Для устранения влияния изменения анодного напряжения на работу схемы применен электронный стабилизатор напряжения, а для уменьшения уровня сетевых наводок по накальным цепям накалы ламп  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  питаются от выпрямителя.

Диапазон частот прибора разбит на 5 поддиапазонов. Сопротивления  $R_3$ — $R_6$  и  $R_{13}$ , а также  $R_8$ — $R_{11}$  и  $R_{14}$  служат для сопряжения поддиапазонов по шкале. Плавную настройку частоты производят с помощью двоякого сопротивления.

Выходной каскад выполнен по двухтактной схеме на лампе 6Н1П, сигнал с выхода которого поступает на электронно-лучевую трубку 5ЛО38 и одновременно на контрольный выход.

Усилитель вертикальной развертки  $L_5$  выполнен на лампе 6Н15П по парофазной схеме. В положении 1 переключателя  $L_5$  развертка осуществляется от внешнего генератора, например, питающего схему уравновешивания (мост, компаратор); в положении 2 развертка осуществляется синусоидальным напряжением 50 гц.

Поступила в редакцию  
16/XI 1965 г.

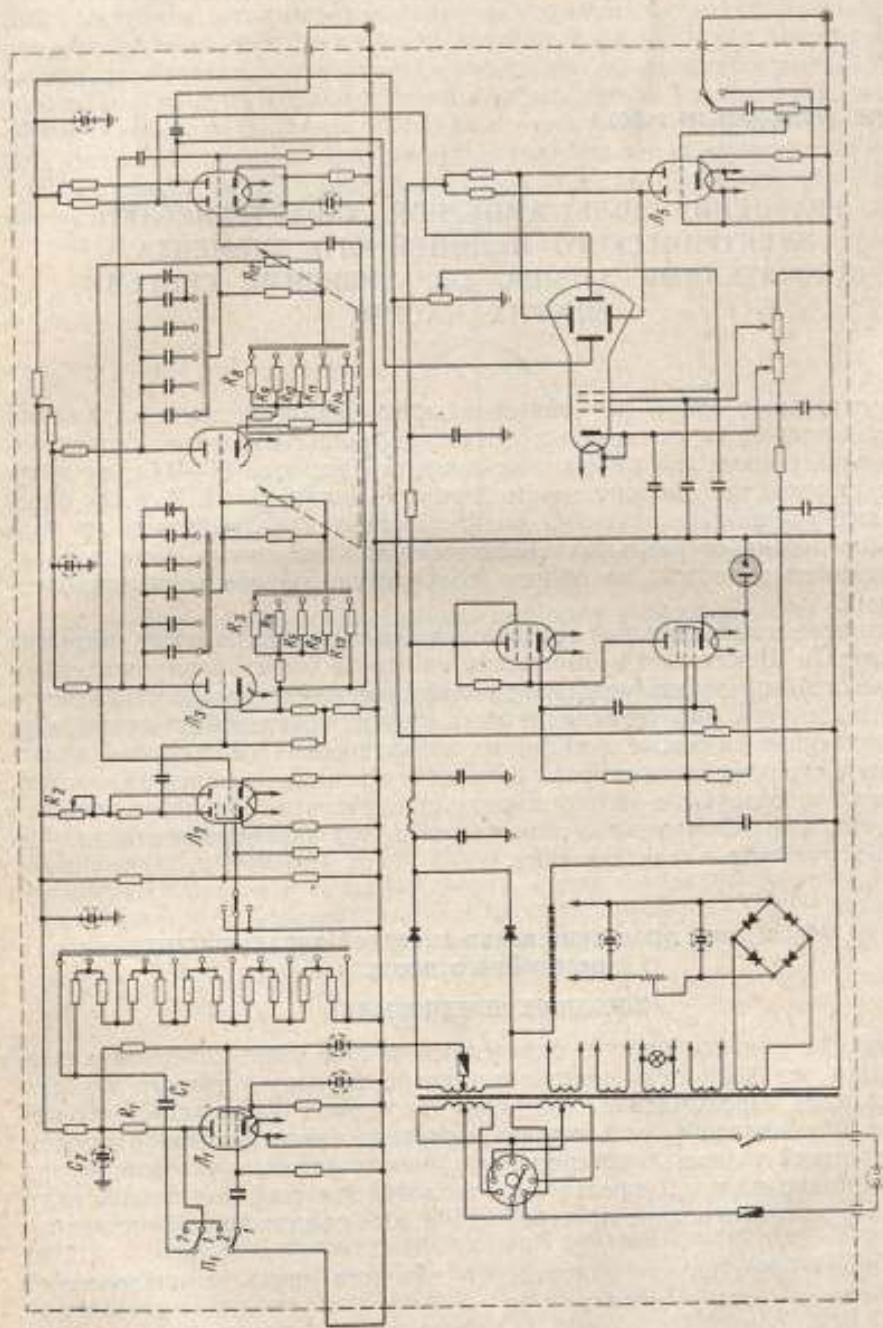


Рис. 2. Принципиальная схема ЗЛУР-7.



**УРАВНЕНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА  
С НОСИТЕЛЯМИ ЗАРЯДА, ОБРАЗУЮЩИМИ СИСТЕМУ  
МНОГИХ ЧАСТИЦ**

В настоящее время нет универсального аналитического выражения для характеристик нелинейных элементов: вольт-амперные характеристики электронных ламп выражают законом Лэнгмюра [1—4], для полупроводниковых диодов используют формулу Шокли [5, 6]. Так как определяемые указанными законами вольт-амперные характеристики на ряде участков далеки от реальных характеристик электронных ламп и полупроводниковых диодов, то обычно пользуются разного рода аппроксимациями.

Развитие математической теории случайных процессов после открытий Лэнгмюра и Шокли дает возможность на основе общих физических закономерностей определить уравнение вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, рабочее тело которого является системой многих частиц.

Полученные на основе выведенных аналитических зависимостей вольт-амперные характеристики хорошо совпадают со снятыми экспериментально, а широко используемые аппроксимации (квадратичная, экспоненциальная и др.) оказываются частными выражениями этой закономерности для отдельных участков характеристики.

**Обобщенное уравнение вольт-амперной характеристики  
нелинейного диода**

**ИСХОДНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ**

Выясним закономерности, определяющие ход вольт-амперной характеристики нелинейного элемента на примере лампового диода с накаливаемым катодом. Прохождение тока через такой диод определяется: а) разностью потенциалов  $u_a$  от внешнего источника между анодом и катодом; б) контактной разностью потенциалов  $u_k$  между анодом и катодом; в) разностью потенциалов  $u_T$ , определяемой тепловой энергией электронов, излученных в межэлектродное пространство и образующих пространственный заряд.

В простейшем случае одномерного плоского диода эти напряжения складываются алгебраически:

$$u_{\Sigma} = u_a + u_k + u_T. \quad (1)$$

Если внешнее напряжение  $u_a = 0$ , то диод с накаливаемым катодом находится под воздействием остальных двух напряжений  $u_{\Sigma} = u_k + u_T$  и в его внешней цепи будет протекать ток  $I_0$ .



Можно представить следующую физическую модель образования этого тока. Излученные катодом электроны, подойдя к аноду, проникают в него. Они составят ток  $I_T$ . В результате этого в аноде создается избыток свободных электронов, которые могут покинуть его двумя путями: через внешнюю цепь (ток  $I_0$ ) или обратно в пространственный заряд, когда энергия электронов достаточна для преодоления работы выхода анода (ток анодной диффузии  $I_A$ ). Кроме того, в диоде имеется составляющая тока проводимости  $I_n$ , обусловленная начальными скоростями электронов, покидающих катод. Она имеет существенное значение при отрицательном напряжении на аноде, превосходящем по абсолютной величине сумму контактной и тепловой разностей потенциалов.

$$|u_a| \gg |u_k + u_r|.$$

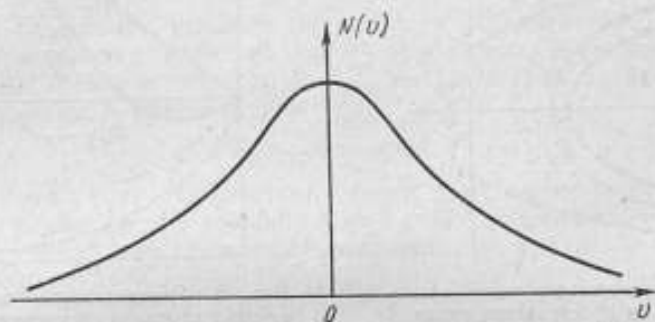


Рис. 1. Распределение скоростей электронов в пространственном заряде при отсутствии внешнего напряжения.

Так как при отсутствии внешнего напряжения ( $u_a = 0$ ) диод находится в состоянии равновесия, то по закону Кирхгофа

$$I_n + I_T + I_A + I_0 = 0. \quad (2)$$

Если разорвать внешнюю цепь, то  $I_0 = 0$ , и тогда  $I_n + I_T + I_A = 0$ . При этом в электронном газе, образующем пространственный заряд, устанавливается равновесие, аналогичное равновесию в идеальном газе при отражении его атомов от стенок сосуда. Тогда движение носителей в межэлектродном пространстве сведется к беспорядочному тепловому движению с равновесным распределением скоростей [4]. Полагаем его максвелловским. Для одномерного случая оно имеет вид:

$$p_x = A_0 \exp\left(-\frac{\alpha m_0}{2} v^2\right) dv, \quad (3)$$

где  $A_0 = \sqrt{\frac{\alpha m_0}{2\pi}}$ ;  $\alpha = \frac{1}{kT_K}$ ;

- $m_0$  — масса носителя заряда (например, электрона);
- $K$  — постоянная Больцмана;
- $T_K$  — абсолютная температура.

Распределение скоростей, соответствующее формуле (3), приведено на рис. 1. Траектории носителей подобны показанным на рис. 2 (кривые 1 и 2), а распределение потенциала в пространственном заряде, определяемое уравнением Пуассона, дано на рис. 3 (кривая  $\Phi_{ps}$ ).

После замыкания электродов между собой по внешней цепи потечет ток  $I_0$ . Его можно уменьшить до  $I_n$ , подавая на анод отрицательное напряжение  $|u_a| = |u_r + u_k|$ . Тогда  $u_A = 0$ , и пространственный заряд будет близким к случаю разрыва анодной цепи, отличаясь от него только наличием тока  $I_n$ .

В предлагаемой теории рассмотрена зависимость  $i(u_{\Sigma})$  в пределах от  $u_{\Sigma} = 0$  до  $u_{\Sigma} = +u_{\text{макс}}$ . При  $-\infty < u_{\Sigma} < 0$  действует известная из классической электроники экспоненциальная зависимость  $I_n(u) = I_{\text{нвч}} \exp(-k|u|)$ , которая также может быть объяснена предлагаемой теорией. При  $u_{\text{макс}} < u_{\Sigma} < +\infty$  наступает явление насыщения. Вольт-амперная характеристика ламп с оксидным катодом в непрерывном режиме часто обрывается при меньших  $u_{\Sigma}$  из-за явления усталости катода. В полупроводниковых диодах  $u_{\text{макс}}$  напряжение, при котором ток достигает такой величины, когда им охвачены

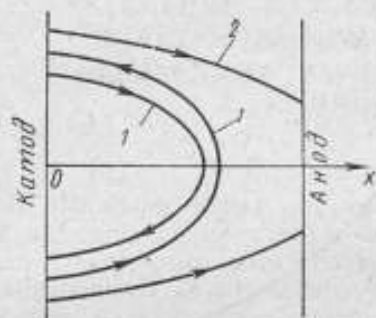


Рис. 2 Траектории носителей в межэлектродном пространстве диода.

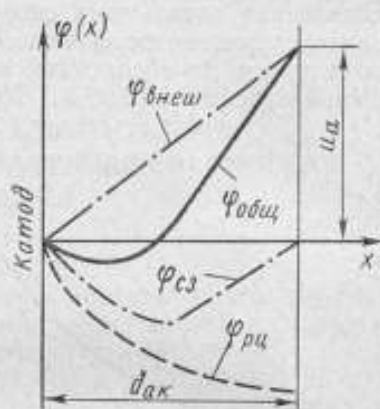


Рис. 3. Распределение потенциала в межэлектродном пространстве диода.

все носители. Для ламп с оксидным катодом, как и для полупроводниковых диодов, экспериментально  $I_{\text{макс}}$ , а следовательно и  $u_{\text{макс}}$ , являющийся функцией от  $I_{\text{макс}}$ , определяют в импульсном режиме.

В дальнейшем при рассмотрении процессов в диоде знак  $\Sigma$  при  $u_{\Sigma}$  опущен и под напряжением  $u$  везде следует понимать  $u_{\Sigma}$ . Напряжение  $u$  изменяется внешним напряжением, в отличие от  $u_n$ , определяемого пространственным зарядом.

#### Первое условие справедливости предлагаемой теории

Основным условием, при котором справедлива предлагаемая теория, является независимость среднего числа носителей заряда (электронов)  $n_0$ , находящихся в единице объема межэлектродного пространства, от внешнего напряжения, пространственной координаты и времени. То же относится и к плотности заряда  $\rho$  в межэлектродном пространстве, ибо  $\rho = e_0 n_0$ , где  $e_0$  — заряд носителя. Таким образом

$$\rho(u, r, t) = \text{const}, \quad (4)$$

где  $r$  — пространственная координата;

$t$  — время.

Действительно, состояние равновесия между электронами в металле и вакууме при эмиссии из металла в вакуум сохраняется в случае выполнения условия [7]

$$n_0 = n_m \exp(-\xi), \quad (5)$$

где  $n_m$  и  $n_0$  — число электронов в  $1 \text{ см}^3$  объема металла и вакуума соответственно;

$$\xi = \xi(I_n, S_k, T_k).$$

Здесь  $I_n$  — эмиссионный ток катода;

$S_k$  — площадь поверхности катода;

$T_k$  — абсолютная температура.

Так как ни одна из величин, входящих в выражения (4) и (5), не зависит от  $u$ ,  $r$ ,  $t$ , то условие (4) следует считать справедливым для ламповых диодов. Справедливость же его для полупроводниковых диодов показана в работах [5 и 6].

Первым следствием из условия (4) является независимость общего числа носителей  $N$ , а следовательно, и общего заряда  $Q_{\text{общ}}$ , находящегося в межэлектродном пространстве, от внешнего напряжения и времени. Действительно,

$$N = n_0 \phi, \text{ а } Q_{\text{общ}} = Ne_0 = \rho \phi,$$

где  $\phi$  — объем межэлектродного пространства.

Поэтому

$$Q_{\text{общ}}(u, t) = \text{const.} \quad (6)$$

Вторым следствием условия (4) является независимость постоянной времени установления общего заряда  $T_0$  от внешнего напряжения и текущего времени. Известно, что  $Q_{\text{общ}} = T_0 I_a$ , но  $Q_{\text{общ}}$  и  $I_a$  не зависят от внешнего напряжения и времени, поэтому

$$T_0(u, t) = \text{const.} \quad (6a)$$

При протекании тока плотностью  $j$  через диод неизменность  $\rho$  и  $Q_{\text{общ}}$  во времени сохраняется с точностью до  $T_0$ . Действительно, на основании закона сохранения электричества можно написать уравнение непрерывности для тока

$$\oint_S j dS = \frac{\partial Q_{\text{общ}}}{\partial t}. \quad (7)$$

Если через диод протекает постоянный ток, то  $\frac{\partial Q_{\text{общ}}}{\partial t} = 0$ , а поэтому и  $\oint_S j dS = 0$ . То же самое (ввиду произвольности объема интегрирования) можно записать так:  $\text{div } j = 0$ .

Из изложенного ясно, что статическая вольт-амперная характеристика сохранится до напряжений, при которых ушедшая за время  $\Delta t$  на анод часть общего заряда может быть восполнена за то же время из внешнего источника (например, эмиссией из катода), т. е.

$$\frac{\partial Q_{\text{ухода}}}{\partial t} + \frac{\partial Q_{\text{вост}}}{\partial t} = 0. \quad (8)$$

Уравнение (8) соответствует условию постоянства среднего по времени значения общего пространственного заряда, независимо от силы тока, протекающего через диод.

### Скорость обновления общего заряда — переносная скорость

При подаче положительного напряжения на анод изменение потенциала в межэлектродном пространстве будет соответствовать показанному на рис. 3  $\phi_{\text{общ}}$  и является суммой потенциалов от внешнего источника  $\phi_{\text{внеш}}$  и от пространственного заряда  $\phi_{\text{ст}}$ . Скорости же электронов  $v$ , движущихся в сторону анода, под действием положительного потенциала анода возрастут, т. е. распределение скоростей для  $+v$  сместится относительно нуля на величину  $V(u)$ , где  $V$  — средняя по множеству скорость движения носителей заряда от катода к аноду. Далее будем называть ее переносной скоростью. Скорости же электронов, движущихся в обратном направлении, под действием внешнего силового поля уменьшатся, а наиболее медленные из них перестанут возвращаться к катоду. В результате распределение



скоростей электронов для  $-v$  сместится также на  $V(u)$ . Получится распределение скоростей электронов, смещенное относительно нуля и симметричное относительно оси ординат, проходящей через точку  $V_1$  на оси абсцисс. Теперь траектории электронов будут двух видов (рис. 2), а распределение их скоростей можно записать в виде

$$\rho_x(v, V) = A_q \exp \left[ -\frac{am_0}{2} (v - V)^2 \right] dv. \quad (9)$$

На рис. 4 слева от нуля показана часть электронного газа, в которой носители заряда имеют скорости, противоположные по направлению переносной. Справа от нуля заштрихована область, равная первой. Скорости носителей в этих областях компенсируют друг друга, и в целом указан-

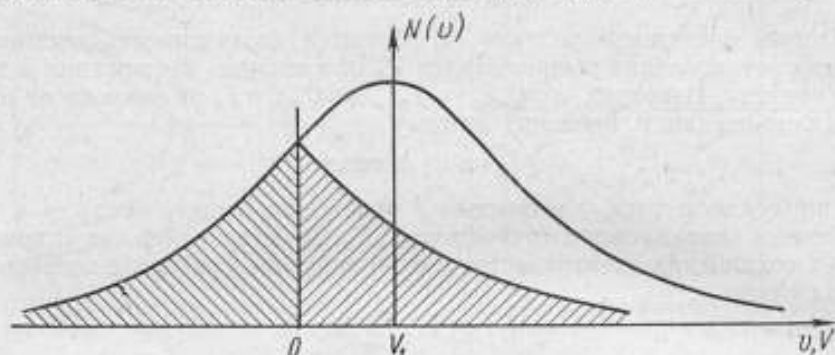


Рис. 4. Распределение скоростей электронов в пространственном заряде при подаче внешнего напряжения.

ная часть общего заряда будет неподвижной — статической частью общего заряда  $Q_{cs}$ , которую можно определить интегрированием

$$Q_{cs} = 2A \int_{-\infty}^0 \exp \left[ -\frac{am_0}{2} (v - V)^2 \right] dv. \quad (10)$$

Общий заряд в межэлектродном пространстве диода зависит от площади под кривой плотности распределения скоростей носителей, показанной на рис. 4

$$Q_{общ} = 2A \int_{-\infty}^{V A_q} \exp \left[ -\frac{am_0}{2} (v - V)^2 \right] dv. \quad (11)$$

Часть заряда, из которой формируется ток нелинейного элемента  $Q_n$ , можно выразить равенством

$$Q_n = Q_{общ} - Q_{cs} = 2A \int_0^{V A_q} \exp \left[ -\frac{am_0}{2} (v - V)^2 \right] dv, \quad (12)$$

где

$$A = Q_{общ} A_q = Q_{общ} \sqrt{\frac{am_0}{2\pi}}.$$

## Второе условие справедливости предлагаемой теории

Состояние электронного газа, находящегося под действием внешнего электрического поля, определяется уравнением Больцмана или полученными из него уравнениями моментов, представляющими собой уравнение непрерывности и уравнение сохранения импульса. При решении этих уравнений необходимо учитывать взаимодействие между носителями заряда. Это взаимодействие проявляется в нескольких формах:

- 1) соударений электронов с ионами пространственной решетки;
- 2) связей между носителями заряда внутри пространственного заряда, приводящих к возникновению внутренних механических напряжений;
- 3) самосогласования пространственного заряда с внешним электрическим полем в соответствии с уравнением Пуассона.

Анализ решений при указанных формах взаимодействия показывает, что во всех случаях при условиях, соответствующих Лэнгмюровским ( $|u_{\Sigma}| \gg |u_m|$  и  $L_{ак} \gg x_m$ , где  $u_m$  — отрицательный минимум потенциала за счет пространственного заряда,  $x_m$  — расстояние от эмиттера до минимума потенциала,  $L_{ак}$  — расстояние между электродами), получается одна и та же линейная зависимость переносной скорости  $V$  от разности потенциалов внешнего электрического поля  $u_{\Sigma}$ :

$$V = hu_{\Sigma}$$

### Связь переносной скорости $V$ с внешним напряжением $u$

Изложенное выше дает возможность записать уравнение переносного движения носителя заряда в виде обычного уравнения механического движения материальной точки в вязкой среде

$$m_0 \dot{V} - \xi V = F, \quad (13)$$

где  $F$  — средняя внешняя сила;

$V$  — переносная скорость;

$$F = e_0 E;$$

$E$  — напряженность поля, создаваемого внешним напряжением  $u$ .

Считая, как указано,  $\xi(u, t) = \text{const}$ , запишем это выражение в известном из механики виде

$$\xi = \frac{m_0}{T_n}, \quad (14)$$

где  $T_n$  — диффузионная постоянная времени.

Тогда частное решение уравнения (13) для стационарного случая имеет вид:

$$V = \frac{T_n}{m_0} F = \frac{T_n e_0}{m_0} E. \quad (15)$$

Учитывая, что в простейшем случае плоскопараллельного поля  $E = -\frac{u}{L_{ак}}$ , получим окончательно

$$V = \frac{e_0 T_n}{m_0 L_{ак}} u. \quad (16)$$

Постоянный коэффициент при  $u$  перепишем следующим образом:

$$\frac{e_0 T_n}{m_0 L_{ак}} = V \sqrt{\frac{C}{M}}, \quad (17)$$

где  $M = m_0 N$ ,  
тогда получим

$$C = \frac{e_0^2 T_n^2 N}{m_0 L_{ак}^2}. \quad (18)$$

Величина  $C$  имеет размерность электрической емкости.

Действительно, межэлектродное пространство, заполненное облаком электронов, образует конденсатор с электронным диэлектриком. Емкость всякого конденсатора зависит от его линейных размеров  $L$  и диэлектрической проницаемости межэлектродного пространства  $\epsilon$ . В свою очередь  $\epsilon$  зависит от числа электронов  $N$ , находящихся в межэлектродном пространстве, т. е. от  $Q_{\text{общ}}$ . Последнее по условию (6) постоянно, поэтому  $C(u, t) = \text{const}$ .

Возводя обе части равенства (16) в квадрат и учитывая (17), получим

$$\frac{MV^2}{2} = \frac{Cu^2}{2}, \quad (19)$$

Это выражение показывает, что кинетическая энергия переносного движения электронного облака возникает за счет потенциальной энергии внешнего силового поля, компенсирующего потери на динамическое трение.

Исходя из изложенного, можно записать уравнение, связывающее внешнее напряжение с переносной скоростью,

$$V = \sqrt{\frac{C}{M}} u. \quad (20)$$

#### Связь токовой части заряда $Q_{\tau}$ с силой тока $i$ , протекающего через нелинейный диод

Выше диод был представлен в виде емкости, поэтому изменение во времени протекающего через него тока после скачка напряжения, приложенного к диоду, можно выразить известной формулой, справедливой для тока заряда или разряда емкости,

$$i_t = I_{\text{макс}} \exp\left(-\frac{t}{T_0}\right). \quad (21)$$

Заряд емкости, ушедший при разряде или восполненный при заряде емкости, будет равен

$$Q_{\text{общ}} = I_{\text{макс}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{t}{T_0}\right) dt = I_{\text{макс}} T_0. \quad (22)$$

Здесь  $T_0$  — постоянная времени заряда;

$T_{\text{макс}}$  — начальный ток разряда (заряда) емкости:  $I_{\text{макс}} = I_0$ .

В нелинейном диоде происходят одновременно два процесса: разряд емкости  $C$ , так как заряд непрерывно теряется за счет электронов, уходящих на анод, и заряд емкости электронами, приходящими из катода. Заряд релаксирует с постоянной времени  $T_0$ .

На основании изложенного можно записать, что

$$Q_{\tau} = iT_0, \quad (23)$$

где  $i$  — начальный ток заряда или разряда после скачка внешнего напряжения, соответствующий частичному разряду или дозаряду емкости.

Тогда

$$\frac{Q_{\tau}}{Q_{\text{общ}}} = \frac{i}{I_{\text{макс}}}. \quad (24)$$



Учитывая выражения (20) и (24), можно из равенства (12) получить уравнение тока диода

$$i = I_{\text{макс}} \frac{2}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^{\frac{u-u_0}{\sigma}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz, \quad (25)$$

где  $\sigma = \frac{1}{3} u_{\text{макс}}$ .

$u_{\text{макс}}$  — внешнее напряжение, полностью компенсирующее потенциальный барьер  $u_0$ . Последний определяют из уравнения Пуассона при отсутствии тока через диод, когда  $Q_{\text{общ}} = Q_{\text{св}}$ .

Однако формула (25) не учитывает  $I_{\text{п}}$ , поэтому окончательно

$$i = I_{\text{п}} + I_{\text{макс}} \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{u_0}^{\frac{u-u_0}{\sigma}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz. \quad (26)$$

При  $-\infty < u < u_0$  внешнее напряжение создает поле, оттесняющее общий заряд к катоду. Тем самым в межэлектродном пространстве создается область, свободная от носителей зарядов, и коэффициент вязкости уменьшается. Благодаря этому начинают играть роль начальные скорости, с которыми электроны покидают катод. Внешнее напряжение тормозит их, и анода достигают электроны, энергия которых выше энергии тормозящего поля. Ток изменяется по экспоненциальному закону.

#### Уравнения вольт-амперных характеристик реальных нелинейных диодов

Формула (26) определяет вольт-амперную характеристику идеализированного плоского диода с одной степенью свободы. В реальных диодах такое уравнение характеристики будет — в случае расстояния между электродами, не превышающего диффузионную длину. Это условие соблюдается в плоскостных полупроводниковых диодах. Поэтому их вольт-амперная характеристика определяется уравнением типа (25) [8].

В ламповых диодах с цилиндрическими электродами процесс прохождения тока можно рассматривать в сечении цилиндра плоскостью, перпендикулярной оси симметрии цилиндра. Здесь линии тока направлены по радиусам и поэтому вольт-амперная характеристика выразится интегральной кривой распределения вероятностей Рэлея

$$\frac{i}{I_{\text{макс}}} = P_2(\psi) = 1 - \exp\left(-\frac{\psi^2}{2}\right), \quad (27)$$

где  $\psi = \frac{u-u_0}{\sigma}$ .

В более общем случае асимметричного положения катода вольт-амперная характеристика выражается интегральной кривой обобщенного распределения вероятностей Рэлея [9]. На рис. 5 показаны теоретические и экспериментальные характеристики диода 6Х2П.

В реальных ламповых диодах с плоскими электродами расстояние между электродами на много превышает диффузионную длину. Поэтому такой диод нельзя считать одномерным. В трехмерном плоском диоде для ухода из тока в статической заряд носитель должен изменить направление движения хотя бы до перпендикулярного направлению катод-анод. Предельной траекторией, обеспечивающей такое изменение направления переносной скорости, будет парабола, к вершине которой движется отклоняющийся носитель. Изменение его переносной скорости можно выразить

величиной, имеющей постоянный модуль и изменяющийся аргумент. Модуль средней скорости  $V_r$  определяют по формуле

$$V_r = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} = \sqrt{V_x^2 + 2kV_x}, \quad (28)$$

где  $V_x$  и  $V_y$  — переносные скорости носителя по осям  $X$  и  $Y$ .

Но далее часть таких носителей в результате соударений снова возвращается в ток. Конечно, в результате соударений часть носителей, возвратившихся в ток, может снова покинуть его. Поэтому процесс уменьшения

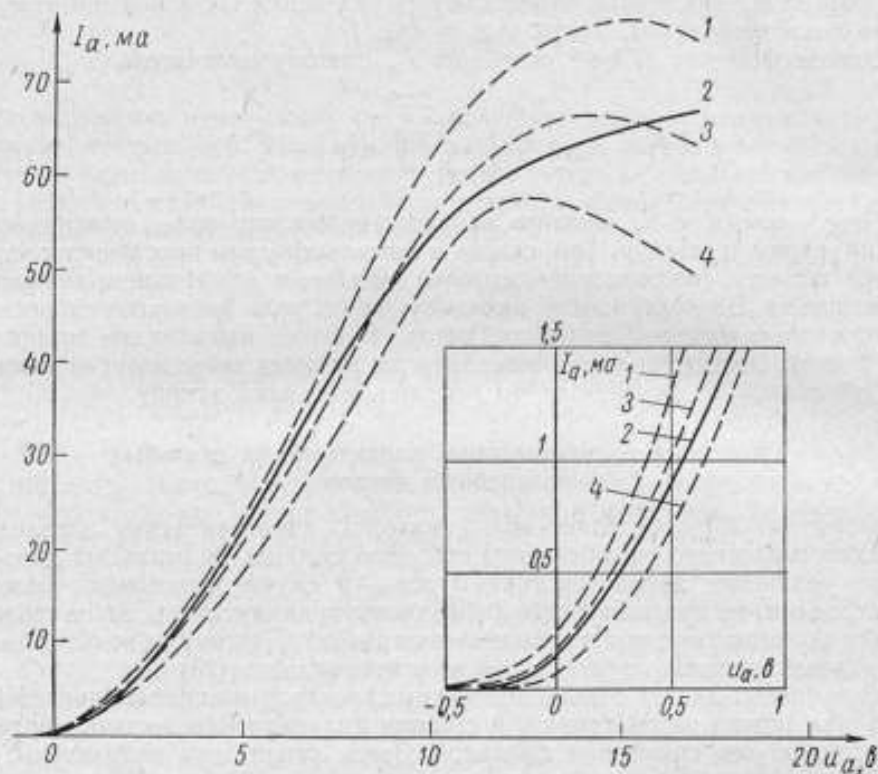


Рис. 5. Вольт-амперные характеристики диода 6X2П.

1, 3 и 4 — экспериментальные, соответственно максимальная, средняя для 20 диодов и минимальная, 2 — теоретическая. В рамке — начальный участок характеристики в увеличенном виде.

крутизны характеристики за счет возврата части носителей из тока в пространственный заряд представляется в виде уменьшения плотности вероятности попадания носителей в анодный ток  $\Delta p$ :

$$\Delta i = I_{\text{макс}} (p - \Delta p). \quad (29)$$

Из сказанного следует, что это уменьшение может быть выражено рядом Тэйлора, в котором ограничимся линейным членом

$$\Delta p(u) = \Delta p(u_r) + \frac{u}{11} \Delta p'(u_r) + \dots \quad (30)$$

Здесь на основании формул (28) и (20) принято

$$u_r^2 = u^2 + 2\sqrt{2}\sigma u. \quad (31)$$

Тогда уравнение (29) примет вид:

$$\frac{\Delta i}{I_{\max}} = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) - \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp\left(-\frac{u^2 + 2\sqrt{2}\sigma u}{2\sigma^2}\right) + \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{u}{\sigma} \cdot \frac{2u + 2\sigma\sqrt{2}}{\sigma} \exp\left(-\frac{u^2 + 2\sqrt{2}\sigma u}{2\sigma^2}\right). \quad (32)$$

После интегрирования выражения (32) от 0 до  $u/\sigma$  получим

$$i = I_{\max} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left[ \int_0^{\frac{u}{\sigma}} \exp\left(-\frac{\psi^2}{2}\right) d\psi - \frac{u}{\sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{\sqrt{2}u}{\sigma}\right) \right]. \quad (33)$$

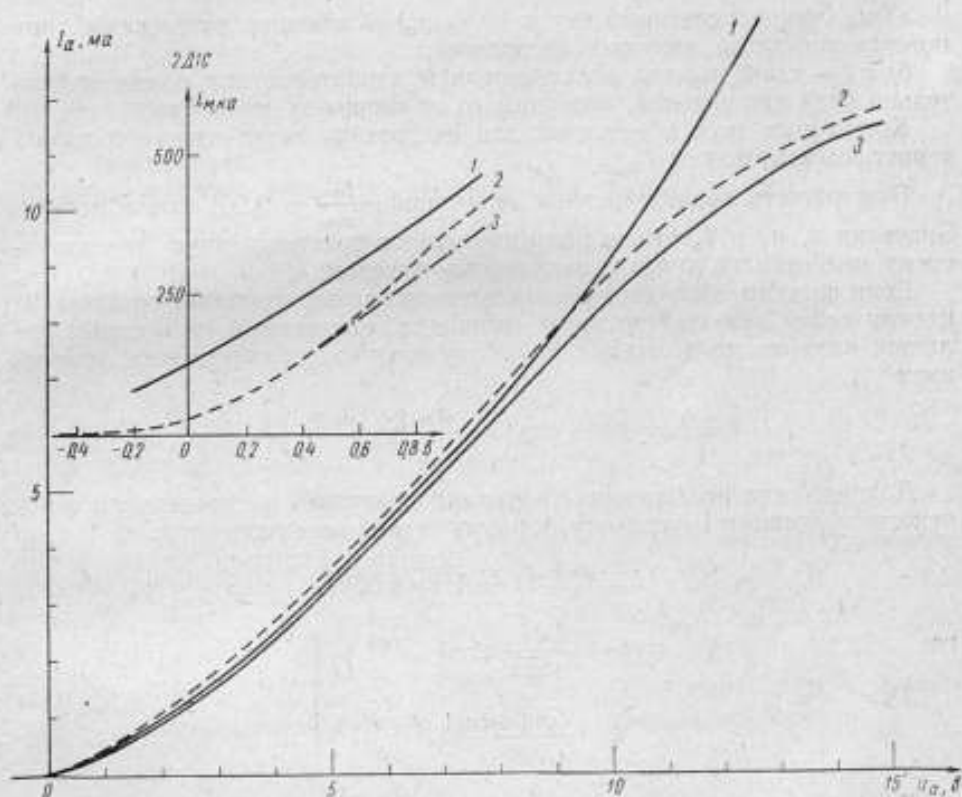


Рис. 6. Вольт-амперные характеристики диода 2Д1С.

1 — теоретическая, построенная по таблицам (закон Лэнгмюра), 2 — средняя экспериментальная для 15 диодов, 3 — теоретическая, построенная по формуле (33).

Уравнение (33) выражает зависимость анодного тока от внешнего напряжения для лампового диода с плоскими электродами. Определяемая этим уравнением вольт-амперная характеристика совпадает с экспериментальной, а также с характеристикой, определяемой законом Лэнгмюра на участке, где лэнгмюровская характеристика совпадает с реальной. Последнее видно из рис. 6, на котором показаны экспериментальные и теоретические характеристики для диода 2Д1С [10].



## Методика расчета вольт-амперной характеристики лампового диода

### Основы расчета

Для расчета вольт-амперной характеристики необходимо иметь данные:

- 1) об основных эмиссионных свойствах катода, к которым относятся:
  - а) ток эмиссии  $I_s$  (или плотность тока эмиссии  $j_s$ ),
  - б) универсальная эмиссионная постоянная  $A_0 = 120 \text{ a/(град}^2 \cdot \text{см}^2)$ ;
- 2) о работе выхода материала анода;
- 3) о конструктивных данных диода, к которым относятся:
  - а) форма электродов и их взаимное расположение,
  - б) геометрические размеры электродов и расстояния между ними.

В результате расчета определяют параметры вольт-амперной характеристики:

- а)  $u_\sigma$  (или равноценный ему  $\sigma = 1/3 u_\sigma$ ) — внешнее напряжение, при котором ток диода достигает насыщения;
- б)  $u_0$  — сдвиг начала вольт-амперной характеристики влево относительно нуля напряжения, подводимого от внешнего источника.

Кроме этих двух постоянных для построения вольт-амперной характеристики используют  $I_{\text{макс}} = I_s$ .

При расчете характеристики величиной  $\frac{I_\sigma}{I_{\text{макс}}} = 0,001$  пренебрегают. Значения  $\sigma$ ,  $u_0$  и  $I_s$  однозначно определяют вольт-амперную характеристику нелинейного диода с накаливаемым катодом.

Если рассчитывают диод с цилиндрическими электродами, представляющими собой два коаксиальных цилиндра, внутренний из которых является катодом, то вольт-амперную характеристику определяют уравнением

$$i = I_{\text{макс}} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{(|u_a| + |u_0|)^2}{2\sigma^2} \right) \right]. \quad (34)$$

Для удобства пользования таблицами плотности распределения вероятностей (функции Гаусса) эту формулу можно переписать так:

$$i = I_{\text{макс}} [1 - \sqrt{2\pi} \varphi(\psi)], \quad (35)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\psi) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left( - \frac{\psi^2}{2} \right); \\ \psi &= \frac{|u_a| + |u_0|}{\sigma}. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Для расчета вольт-амперной характеристики лампового диода с плоскими электродами следует воспользоваться формулой (33), которую можно переписать в удобном для пользования таблицами виде

$$i = I_{\text{макс}} \left[ \Phi(\psi) - \psi \exp \left( - \frac{\psi^2}{2} \right) \exp \left( - \sqrt{2} \psi \right) \right], \quad (37)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Phi(\psi) &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\psi \exp \left( - \frac{x^2}{2} \right) dx; \\ \psi &= \frac{|u_a| + |u_0|}{\sigma}. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

### Определение параметров вольт-амперной характеристики

Параметры вольт-амперной характеристики определяют в следующем порядке:

1. Плотность электронного газа  $n_0$  в межэлектродном пространстве

$$n_0 = n_m \frac{I_a}{S_k A_0 T_k^2}, \quad (39)$$

где  $n_m = 10^{22}$  — число электронов в  $1 \text{ см}^3$  металла катода;

$S_k$  — эффективная поверхность катода;

$T_k$  — температура катода.

2. Среднее расстояние между носителями в пространственном заряде, равное дебаевскому радиусу

$$\Delta = \sqrt{\frac{3/2 k T_k}{4 \pi n_0 e_0^2}}, \quad (40)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;

$e_0$  — заряд электрона.

3. Напряжение  $u_\sigma = 3\sigma$ .

Для ламповых диодов с плоскими электродами

$$u_\sigma = \frac{3}{2} \frac{k}{e_0} T_k \frac{L_{ак}}{\Delta}. \quad (41)$$

Для ламповых диодов с цилиндрическими электродами

$$u_\sigma = \frac{k}{e_0} T_k \frac{d_k}{\Delta} \left[ \frac{1}{1 - \left(\frac{d_k}{d_a}\right)^2} \ln \frac{d_a}{d_k} - \frac{1}{2} \right], \quad (42)$$

где  $d_a$  и  $d_k$  — диаметры анода и катода соответственно.

4. Напряжение начального сдвига вольт-амперной характеристики  $u_0$ :

$$u_0 = u_k + u_\tau = (\Phi_k - \Phi_a) + u_\tau, \quad (43)$$

где  $u_k$  — контактная разность потенциалов между анодом и катодом;

$u_\tau$  — тепловой потенциал пространственного заряда:

$$u_\tau = \sqrt{3 \frac{k T_k}{e_0} u_\sigma} = \sqrt{9 \frac{k T_k}{e_0} \tau}; \quad (44)$$

$\Phi_a$  и  $\Phi_k$  — потенциалы выхода анода и катода соответственно ( $\Phi_a$  — зависит от материала анода и приводится в литературе [2]);

$$\Phi_k = \xi \frac{3/2 k T_k}{e_0}, \quad (45)$$

где

$$\xi = \ln \frac{I_a}{S_k A_0 T_k^2}.$$

### Примеры расчета вольт-амперной характеристики

Лампа с катодом прямого накала  
из карбидированного вольфрама

В качестве диода для расчета использован триод ГУ-4, у которого сетка замкнута на анод. Анодом диода считаем сетку. Принимаем ее плоскостью, находящейся от плоскости катода на среднем расстоянии  $L_{ак} \approx 1 \text{ мм}$ . Лампа ГУ-4 имеет V-образный катод. Эффективную площадь такого катода определяют по методу Кузуноза [2].

В результате для расчета параметров реальная лампа представлена в виде двух диодов с плоскими электродами. Эффективная площадь катода обоих диодов  $S_k$ , рассчитанная по сетке, равна  $1 \text{ см}^2$ .

Основные исходные данные для расчета:  $I_s = 56 \text{ ма}$ ;  $A_0 = 120 \text{ а/(см}^2 \cdot \text{град}^2)$ ;  $T_k = 2000^\circ \text{ К}$ .

По формулам (36)–(40) определяем:

$$n_0 = 1,16 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3};$$

$$\Delta = 350 \cdot 10^{-6} \text{ см};$$

$$u_0 = 74,4 \text{ в};$$

$$\sigma = 24,8 \text{ в};$$

$$\Phi_k = 5,9 \text{ в};$$

$$u_{\pm} = 6,25 \text{ в}.$$

Для вольфрама, из которого изготовлена сетка,  $\Phi_a = 4,54 \text{ в}$ ,  $u_0 = 7,6 \text{ в}$ .

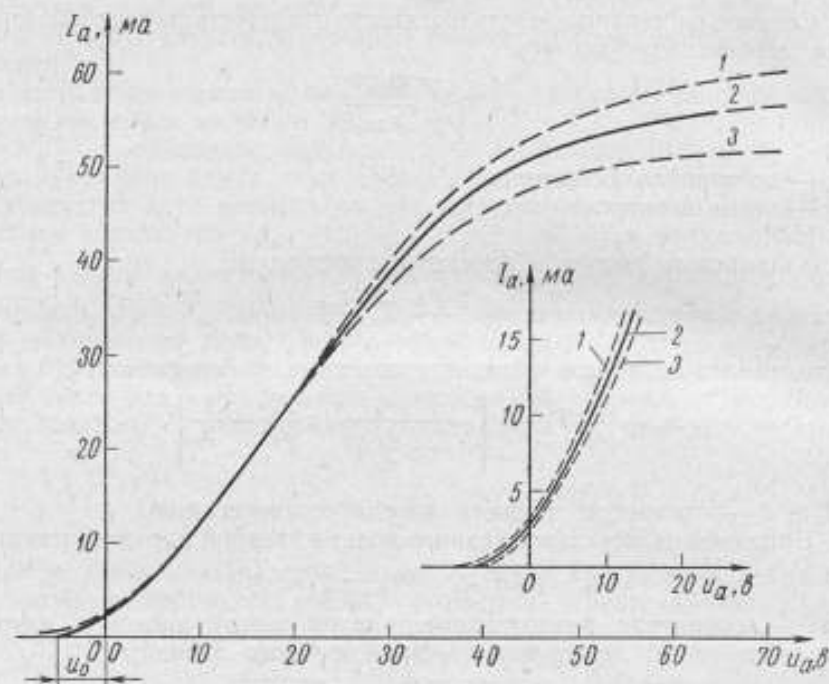


Рис. 7. Вольт-амперные характеристики лампы ГУ-4 при сетке, соединенной с анодом.

1, 2, 3 — соответственно максимальная, средняя и минимальная экспериментальные характеристики для 20 диодов; теоретическая — совпадает со средней экспериментальной 2.

В рамке — начальный участок характеристики.

Учитывая, что сетка (и анод) лампы ГУ-4 представляют собой замкнутую цилиндрическую поверхность, окружающую катод, и что электроны движутся от катода к аноду по радиусам эквивалентного кругового цилиндра, используем для расчета вольт-амперной характеристики формулу (35). Расчет хорошо совпадает с экспериментальными данными. Достаточно сказать, что для экспериментальной характеристики  $\sigma = 23,8$  и  $u_0 = 7 \text{ в}$ . Экспериментальные и расчетные характеристики для 15 исследованных ламп показаны на рис. 7.

Лампа с подогревным оксидным катодом  
и цилиндрической формой обоих электродов  
типа 6Х2П (двойной диод)

Основные данные для одного диода:  $I_s = 80 \text{ ма}$ ;  $A_0 = 120 \text{ а/(см}^2 \cdot \text{град}^2)$ ;  $T_k = 1000^\circ \text{ К}$ ,  
 $d_a' = 1,85 \text{ мм}$ ;  $d_k = 1,2 \text{ мм}$ ;  $l_0 = 8 \text{ мм}$ ;  $S_k = \pi d_a' l = 0,3 \text{ см}^2$ .

По формулам (35)–(40) определяем:

$$n_0 = 22 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3};$$



Расчет вольт-амперной характеристики лампы 2Д1С по формуле (37)  $\sigma = 9,5 \text{ а}$ ,  $u_0 = 0,45 \text{ а}$ ,  $\psi_0 = 0,05$   
 Параметры:  $l_3 = 14 \text{ мм}$

$u, \text{ а}$	0	0,5	1	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\psi$	0,05	0,106	0,154	0,21	0,26	0,365	0,47	0,575	0,685	0,79	0,895	1	1,1	1,21	1,32	1,42	1,53	1,63
$\Phi_1(\psi)$	0,038	0,084	0,122	0,166	0,205	0,285	0,362	0,435	0,507	0,57	0,629	0,683	0,729	0,774	0,813	0,844	0,874	0,897
$2\psi(\psi)$	0,797	0,794	0,788	0,78	0,772	0,746	0,714	0,676	0,63	0,584	0,534	0,482	0,436	0,384	0,334	0,291	0,248	0,211
$\psi^2\psi(\psi)$	0,039	0,083	0,121	0,164	0,2	0,272	0,336	0,389	0,431	0,46	0,477	0,482	0,48	0,464	0,441	0,413	0,379	0,344
$\psi\sqrt{2}$	0,07	0,15	0,218	0,297	0,368	0,515	0,665	0,812	0,967	1,12	1,27	1,41	1,56	1,72	1,87	2,01	2,16	2,31
$\exp(-\psi\sqrt{2})$	0,93	0,86	0,8	0,74	0,69	0,6	0,52	0,44	0,38	0,33	0,28	0,24	0,21	0,18	0,15	0,13	0,115	0,099
$\Phi_2(\psi)$	0,036	0,071	0,097	0,121	0,138	0,163	0,175	0,171	0,164	0,152	0,134	0,115	0,101	0,0835	0,066	0,054	0,044	0,034
$\Phi$	0,002	0,013	0,025	0,045	0,067	0,122	0,187	0,264	0,343	0,418	0,495	0,568	0,628	0,691	0,747	0,79	0,833	0,863
$l, \text{ мм}$	0,028	0,181	0,35	0,65	0,94	1,71	2,62	3,7	4,8	5,85	6,93	7,95	8,8	9,7	10,5	11,1	11,7	12,1

Примечание.  $\psi = \frac{|u| + |u_0|}{\sigma}$ ;  $\Phi_1(\psi) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\psi \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ ;

$$\Phi(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\psi^2}{2}\right);$$

$$\Phi_2(\psi) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\psi^2}{2}\right) \exp(-\psi\sqrt{2}); \Phi = \Phi_1(\psi) - \Phi_2(\psi); l = l_3\Phi.$$

$\Delta = 56,3 \cdot 10^{-6}$  см;  
 $u_0 = 21,6$  в;  
 $\sigma = 7,2$  в;  
 $u_T = 2,3$  в;  
 $\Phi_K = 2,6$  в;  
 $\Phi_a = 4,6$  в для никеля;  
 $u_0 = 0,38$  в.

Результаты расчета характеристики лампы 6Х2П (рис. 5) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Расчет вольт-амперной характеристики лампы 6Х2П по формуле (35)  
 Параметры:  $\sigma = 7,2$  в;  $u_0 = 0,4$  в;  $I_s = 80$  ма

Внешнее напряжение, в	0	0,5	1	2,5	5	7,5	10	12,5	15	17,5	20
Относительное значение напряжения, $\psi$	0,055	0,125	0,196	0,406	0,760	1,10	1,45	1,80	2,14	2,49	2,83
Относительное значение тока, $\gamma$	0,0012	0,008	0,019	0,08	0,244	0,454	0,69	0,835	0,924	0,969	0,989
Анодный ток $i$ , ма	0,1	0,64	1,56	6,4	19,5	36,2	55,0	66,6	74,0	77,5	79,3

#### Лампа типа 2Д1С с плоскими электродами

При расчете эффективной площади катода учитывают, что он имеет вид колпачка, боковая поверхность которого также покрыта оксидным слоем.

Основные данные для расчета:  $I_s = \sim 10 \div 25$  ма;  $A_0 = 120$  а/(см<sup>2</sup>·град<sup>3/2</sup>);  $T_K = 1000^\circ$  К;  $L_{ан} = 0,008$  см;  $S_K = 22 \cdot 10^{-3}$  см<sup>2</sup>.

Используя формулы (35)–(40), определяем:

$n_0 = 53 \cdot 10^{12}$  см<sup>-3</sup>;  
 $\Delta = 37 \cdot 10^{-6}$  см;  
 $u_0 = 28,2$  в,  $\sigma = 1/3 u_0 = 9,5$  в;  
 $u_T = 2,71$  в;  
 $\Phi_K = 2,34$  в;  
 $\Phi_a = 4,6$  в для никеля;  
 $u_0 = 0,45$  в.

Расчет характеристики лампы 2Д1С по формуле (37) приведен в табл. 2.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Гвоздовер С. Д. Теория электронных приборов сверхвысоких частот. М.—Л., Гостехиздат, 1956.
- Царев Б. М. Расчет и конструирование электронных ламп. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.
- Иван Г. Токи, ограниченные пространственным зарядом. Сб. переводов «Проблемы современной физики», ИЛ, 1956, № 6.
- Капцов Н. А. Электроника. М.—Л., Гостехиздат, 1953.
- Смит Р. Полупроводники. М., ИЛ, 1962.
- Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1963.
- Добрецов Л. Н. Электронная и ионная эмиссия. М.—Л., Гостехиздат, 1952.
- Резник К. А. О вольт-амперной характеристике *p-n*-перехода. «Радиотехника», 1964, № 7.
- Резник К. А. Статистическое выражение характеристик и параметров двух-электронных ламп. «Радиотехника», 1962, № 10.
- Резник К. А. Статистические характеристики анодного тока диода с плоскими электродами. «Радиотехника», 1963, № 9.

Поступила в редакцию  
 14/XII 1965 г.

## МЕТОДЫ АНАЛИЗА ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

Статья посвящена вопросу использования цифровых вычислительных машин для анализа сложных электрических схем, состоящих из конечного числа сосредоточенных параметров, т. е. схем, описываемых обыкновенными линейными дифференциальными уравнениями конечного порядка с постоянными коэффициентами.

Задачей анализа линейных электрических схем является определение реакций (токов, напряжений в ветвях) при заданных параметрах и конфигурации схемы, а также входном воздействии (обычно э. д. с. источника или разность потенциалов на входе схемы). Часто методами анализа решают отдельные задачи синтеза цепей, как, например, определение параметров схемы (при заданных воздействии и структуре), при которых получают реакцию, возможно более близкую (в определенном смысле) к оптимальной.

Все возрастающая сложность электрических (в том числе и измерительных) цепей, стремление наиболее полно исследовать связи и влияние друг на друга отдельных элементов реальных цепей привели к тому, что классические методы анализа эквивалентных схем стали слишком громоздкими для ручного счета.

### Особенности решения электротехнических задач на цифровых вычислительных машинах

Рассмотрим некоторые основные проблемы, возникающие при решении электротехнических задач на цифровых вычислительных машинах (ЦВМ).

Решение широкого круга таких задач связано с применением матричного исчисления. Поэтому построение общего алгоритма массовых электротехнических задач связано с общей проблемой представимости матриц. Эта проблема заключается в нахождении алгоритма, с помощью которого можно определять для любой системы квадратных целочисленных матриц  $A_1, A_2, \dots, A_q$  порядка  $n$ , представимость произвольной матрицы  $A$  того же порядка через  $A_1, A_2, \dots, A_q$ , т. е. что

$$A = A_1 A_2 A_3 \dots A_q \quad (1)$$

С особой остротой данная проблема встает при синтезе сложных электрических схем, когда задана матрица  $A$ , на нее накладываются определенные условия и требуется определить матрицы  $A_1, \dots, A_q$ . А. А. Марков показал, что общая проблема представимости матриц неразрешима уже при  $n \geq 4$  [1]. Другими словами, не может быть создан единый алгоритм для любых электротехнических задач, использующих матричное исчисление.



Однако неразрешимость массовой электротехнической проблемы единым алгоритмом не означает еще невозможность построения алгоритмов, охватывающих широкие классы различных электротехнических задач. Основной целью анализа сложных электрических схем на ЦВМ является создание и выбор алгоритмов, которые должны отвечать ряду требований, в частности:

- 1) возможности исходить из различных начальных данных, т. е. алгоритм должен относиться к целому классу задач;
- 2) алгоритм должен однозначно определять путь решения любой задачи данного класса и при любых правильных начальных данных и верно составленной программе приводить к правильному результату;
- 3) алгоритм не должен быть слишком громоздким, так как его практическая реализация на ЦВМ связана с ограниченным объемом «памяти» машины.

Другой особенностью, связанной с применением ЦВМ, является необходимость выбора наилучшего числового метода решения. В электротехническом анализе неизвестными обычно являются функции многих переменных, причем эти функции изучают не сами по себе, а в их связях с другими функциями. Практика показывает, что исследование даже сравнительно простых цепей, связанное с большим объемом расчетов, трудоемко. Явное выражение в виде формул обычно удается найти лишь в небольшом числе самых простых случаев. При этом для упрощения расчетов при ручном счете часто вводят ограничения, которые искажают физическую сущность рассматриваемых процессов.

Использование ЦВМ для решения электротехнических задач позволяет отказаться от упрощений и рассматривать физические процессы с наибольшей полнотой. При этом почти полностью исключаются факторы времени и трудоемкости расчетов — основные факторы, ограничивающие применение ряда общих методов при ручном анализе.

Однако решение любой задачи на ЦВМ требует наличия соответствующих числовых методов. Следует отметить, что многие математические методы, ранее считавшиеся неэффективными из-за их громоздкости, сейчас оказываются более целесообразными ввиду их общности и полноты анализа. Другими словами, использование ЦВМ выдвигает задачу перехода от общеупотребительных при ручном счете методов к более общим, ранее почти не применявшимся.

Еще одна важная особенность использования ЦВМ при электротехнических расчетах состоит в том, что вопросы анализа и синтеза цепей, схем, установок на быстродействующих цифровых вычислительных машинах оказываются неразрывно связанными друг с другом.

Общий алгоритм должен предусматривать возможность расчета огромного числа различных вариантов (анализ) и выбор наилучшего из них по каким-либо условиям одним из известных методов оптимизации (методом сеток, наискорейшего спуска, «оврагов» и др.).

#### Алгоритмы анализа электрических схем. Геометрическая теория схем

Рассмотрим кратко некоторые методы расчета электрических цепей с точки зрения их соответствия требованиям, предъявленным выше к алгоритмам.

1. Наиболее общие методы расчета цепей дают два закона Кирхгофа:

а) закон токов

$$\sum_{j=1}^{N_0} a_{kj} i_j(t) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_y, \quad (2)$$

где  $N_v$  и  $N_u$  — число ветвей и число узлов электрической цепи соответственно

$$a_{kj} \begin{cases} +1 & \text{если ветвь } j \text{ соединена с узлом } k \text{ и ток направлен от узла;} \\ -1 & \text{то же, но ток направлен к узлу;} \\ 0 & \text{если ветвь } j \text{ не соединена с узлом } k; \end{cases}$$

б) закон напряжений

$$\sum_{j=1}^{N_v} b_{kj} u_j(t) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_m. \quad (3)$$

где  $N_m$  — число контуров цепи,  
 $b_{kj} \begin{cases} +1 & \text{если ветвь } j \text{ входит в контур } k \text{ и напряжение } u_j \text{ приложено по направлению обхода контура;} \\ -1 & \text{если напряжение } u_j \text{ приложено против направления обхода;} \\ 0 & \text{если ветвь } j \text{ не входит в контур } k. \end{cases}$

Система уравнений (2) и (3) справедлива для пассивных и активных цепей. Однако ввиду того, что каждый вид цепи характеризуется своей системой уравнений Кирхгофа, создание единого алгоритма на их основе для широкого класса задач нецелесообразно.

2. На практике с целью сокращения расчетов часто применяют методы, основанные на преобразовании конфигурации схем и введении искусственных источников, например, преобразование  $n$ -лучевой звезды в эквивалентный многоугольник и обратно, метод эквивалентного генератора, принцип суперпозиции и др. Их можно использовать для подготовки исходной информации о параметрах цепей при вводе задачи в машину.

3. Метод уравнений четырехполюсника — один из наиболее эффективных для составления электротехнического алгоритма на ЦВМ. Вопрос использования данного метода при расчете электрических схем на ЦВМ требует специального исследования. Необходимо однако отметить, что алгоритмизация на основе теории четырехполюсника приводит к существенным преимуществам при решении, например, задач анализа и синтеза цепей со свойствами, заданными относительно входных зажимов, когда не учитывается геометрическая структура цепи.

Практические расчеты по методу четырехполюсника для сложных схем связаны с трудоемким определением матрицы эквивалентного четырехполюсника, что в ряде случаев ограничивало применение данного метода. Использование ЦВМ устраняет этот фактор и позволяет обрабатывать большое число матриц высокого порядка по стандартным программам. Другими словами, на ЦВМ можно проанализировать сложные электрические цепи по стандартным алгоритмам. При составлении программы может быть также учтен переход от одного типа соединений к другому. Вычисления при этом производят по одной и той же схеме, по одним формулам, в которые при каждом новом их применении подставляют лишь новые исходные данные.

Помимо основного цикла вычислений, для частных расчетов, например, входных сопротивлений и т. п., внутрь основной программы можно встроить стандартные подпрограммы.

На основе теории четырехполюсника представляется возможным установить ряд общих свойств больших групп электрических цепей. Естественно, что теорию четырехполюсника нецелесообразно применять для исследования элементарных цепей.

Геометрическая теория электрических цепей, наряду с теорией четырехполюсника, позволяет создать эффективные, на наш взгляд, вычислительные алгоритмы расчета на ЦВМ широкого класса электротехнических задач.

Эта теория подробно рассмотрена в ряде работ [2—5, 6]. Поэтому в настоящей статье на примере конкретной схемы (рис. 1) даны лишь основные определения и подробно рассмотрен вопрос создания вычислительных алгоритмов на базе данной теории.

Геометрическая теория позволяет рассматривать изолированно физические и геометрические свойства цепей, причем последние целиком определяются топологией схемы (схемой соединения элементов, ее конфигурацией) и не зависят от физических свойств элементов цепи.

Геометрическая схема электрической цепи представляет собой совокупность узлов  $A—G$  и ветвей  $1—10$ , соединяющих узловые точки. Если ветвям схемы приспаны определенные направления, схема называется ориентированной.

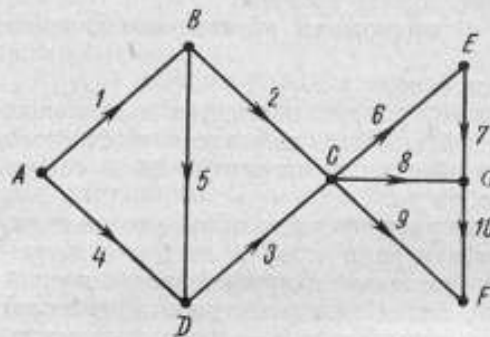


Рис. 1.

Узлы  $E, F$ , в которых сходятся только две ветви, называются устранимыми.

Совокупность ветвей и узловых точек (не считая устранимых), образующих непрерывный путь, в котором при обходе каждая ветвь и каждый узел встречаются только один раз, называется контуром. Если при обходе контура мы вновь попадаем в исходную точку, то он называется замкнутым. Контурам условно приспывают положительное и отрицательное направления

обхода, и каждый контур может быть заменен суммой (алгебраической) входящих в него ветвей.

Контуры называются линейно зависимыми, если между ними можно установить линейную связь. В линейно независимых контурах такой связи нет. Известно [2, 4, 5], что если схема содержит  $S$  подсхем,  $Q$  ветвей,  $V$  узлов, то наибольшее число линейно независимых контуров (связность схемы) определяется соотношением

$$N = Q - V + S. \quad (4)$$

Чтобы в схеме с  $N$  независимыми контурами не осталось ни одного замкнутого контура, необходимо удалить не менее  $N$  ветвей, причем удаляемые ветви можно выбирать различным образом. Оставшаяся после удаления  $N$  ветвей схема называется деревом схемы, а удаленные ветви образуют систему главных ветвей, если каждой из них соответствует контур, который данная ветвь замыкает.

Контуры, соответствующие главным ветвям, называют главными, относящимися к данному дереву. Система главных контуров линейно независима.

Геометрические свойства схем рассматривают путем введения специальных матриц совпадения (инциденции)  $\Gamma$  и  $\Pi$ .

Матрицу  $\Gamma$  составляют таким образом, чтобы ее столбцам соответствовали независимые контуры, а строкам — ветви схемы. Элементами матрицы  $\Gamma$  служат коэффициенты совпадения  $m_{ik}$ , значения которых определяются следующим образом:

$$m_{ik} \begin{cases} +1 & \text{— если ветвь } i \text{ входит в контур } k \text{ и направления ветви} \\ & \text{и контура совпадают,} \\ -1 & \text{— то же, но направления противоположны,} \\ 0 & \text{— если ветвь } i \text{ не входит в контур } k. \end{cases}$$



Для схемы, изображенной на рис. 2, при выборе в качестве главных контуров  $k_1, k_2$  и положительных направлений обхода по стрелкам матрица  $\Gamma$  будет иметь вид

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 1, 0 \\ 0, 1 \\ 1, 1 \end{pmatrix}$$

В зависимости от выбора системы независимых контуров  $N$  можно получить различный вид матрицы  $\Gamma$ , но все они получаются одна из другой

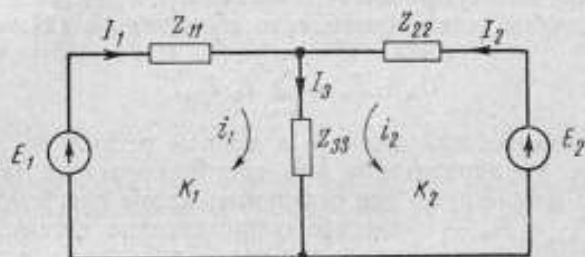


Рис. 2.

заменой столбцов их линейной комбинацией. С помощью матрицы  $\Gamma$ , осуществляющей взаимную связь контуров и ветвей схемы, токи в ветвях выражаются через контурные токи в матричной форме следующим образом:

$$I = \Gamma i, \quad (5)$$

где  $I$  и  $i$  — матрицы—столбцы токов в ветвях и контурных токов, соответственно,

$\Gamma$  — матрица совпадений.

Для схемы рис. 2 уравнение (5) будет записано в виде следующей системы:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= i_1 \\ I_2 &= i_2 \\ I_3 &= i_1 + i_2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

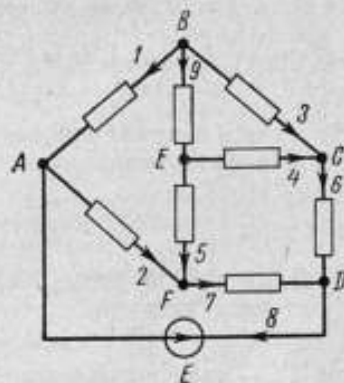


Рис. 3.

Вторая матрица совпадений  $\Pi$  связывает узловые точки и ветви цепи. Столбцам  $\Pi$  соответствуют ветви схемы, а строкам — узловые точки. Если данная ветвь не примыкает к узлу, то на пересечении строки и столбца ставят 0, если примыкает и направлена от узла, то +1. Если ветвь направлена к узлу, то ставят минус единицу.

Для схемы, изображенной на рис. 3, матрица  $\Pi$  выражается в виде

$$\Pi = \begin{pmatrix} -1, & 1, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & -1, & 0, \\ 1, & 0, & 1, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 1, \\ 0, & 0, & -1, & -1, & 0, & 1, & 0, & 0, & 0, & 0, \\ 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & -1, & -1, & 1, & 0, & 0, \\ 0, & 0, & 0, & 1, & 1, & 0, & 0, & 0, & 0, & -1, \\ 0, & -1, & 0, & 0, & -1, & 0, & 1, & 0, & 0, & 0 \end{pmatrix}$$

Матрицу  $\Pi$  для каждой схемы после нумерации узловых точек и ветвей записывают совершенно однозначно, она полностью определяет схему соединения цепи и ее можно рассматривать как алгебраическое отображение последней.

Первый закон Кирхгофа в матричной форме с помощью матрицы  $\Pi$  можно записать в виде

$$\Pi I = 0, \quad (7)$$

где  $I$  — матрица-столбец токов в ветвях схемы.

#### Вычислительный алгоритм по методу контурных токов

Выведем принципиальные и расчетные формулы алгоритма на примере конкретной схемы (рис. 2).

Считаем заданными сопротивления ветвей  $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ ,  $Z_{33}$  и э. д. с. в ветвях  $E_1$  и  $E_2$ . Для любой ветви справедливо соотношение [2]:

$$U_n + E_n = \sum_{k=1}^q I_k \cdot Z_{nk}, \quad (8)$$

где  $U_n$  — напряжение, приложенное к концам ветви.

Соотношение (8) справедливо для постоянного тока (в этом случае в правой части равны нулю все слагаемые, кроме слагаемого, для которого  $n = k$ ,  $Z_{nk} = R_n$  — омическое сопротивление ветви).

Соотношение (8) справедливо и для переменного тока, если рассматривать все величины как комплексные, а  $Z_{nk}$  — как взаимное сопротивление ветвей  $n$  и  $k$ .

В матричной форме оно будет переписано в виде

$$U + E = ZI. \quad (9)$$

Для схемы рис. 2

$$I = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix}, U = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}, E = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix}, Z = \begin{pmatrix} Z_{11} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{22} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{33} \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Но сумма напряжений во всех ветвях, входящих в замкнутый контур, должна быть равна нулю, т. е.

$$\left. \begin{aligned} U_1 - U_2 &= 0, \\ U_2 - U_3 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

В матричной форме, если использовать матрицу  $\Gamma$ , выражение (11) будет иметь вид

$$\Gamma_t U = U_t \Gamma = 0, \quad (12)$$

где  $\Gamma_t$  — транспонированная матрица  $\Gamma$

$$U_t = (U_1, U_2, U_3). \quad (13)$$

Действительно,

$$\Gamma_t U = U_t \Gamma = \begin{pmatrix} U_1 - U_2 \\ U_2 - U_3 \end{pmatrix} = 0. \quad (14)$$

Умножив выражение (9) на  $\Gamma_t$  слева для исключения  $U$ , получим

$$\Gamma_t U + \Gamma_t E = \Gamma_t ZI, \quad (15)$$

Из выражения (12) имеем  $\Gamma_t U = 0$ , а так как

$$\Gamma_t E = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

где  $E_1$  и  $E_2$  — э. д. с. в первом и во втором контурах, то

$$\Gamma_t E = e. \quad (17)$$

Здесь  $e$  — матрица э. д. с., действующих в контурах.

Используя выражение (5), запишем правую часть уравнения (15) в виде

$$\Gamma_i Z I = \Gamma_i Z \Gamma_i. \quad (18)$$

Обозначим

$$\Gamma_i Z \Gamma = z. \quad (19)$$

Раскрывая выражение (19) для схемы рис. 2, получим

$$z = \begin{pmatrix} Z_{11} + Z_{33} & Z_{33} \\ Z_{33} & Z_{22} + Z_{33} \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Из выражения (20) видно, что матрица  $z$  связывает контурные токи с э. д. с., действующими в контурах.

Уравнение (15), таким образом, преобразуется в

$$e = z i. \quad (21)$$

Аналогичные преобразования выполняют в случае цепей любой сложности.

Следовательно, для получения контурных уравнений необходимо составить следующие матрицы: сопротивлений ветвей  $Z$  (в общем случае она квадратная, а не диагональная); э. д. с.  $E$  (матрица—столбец); совпадения  $\Gamma$  и умножить матрицы по формулам (17) и (19). Неизвестные контурные токи находят из уравнения (21), а токи в ветвях — из уравнения (5).

Особенность алгоритма, составленного данным методом, заключается в том, что основные вычислительные операции (умножение, транспонирование, обращение матриц) имеются в библиотеке стандартных подпрограмм любой быстродействующей вычислительной машины. Это существенно упрощает программу и сокращает время на ручное программирование, что в настоящее время является еще серьезным фактором, ограничивающим применение ЦВМ для инженерных расчетов. Таким образом, блок-схема [7] рассмотренного алгоритма имеет вид:

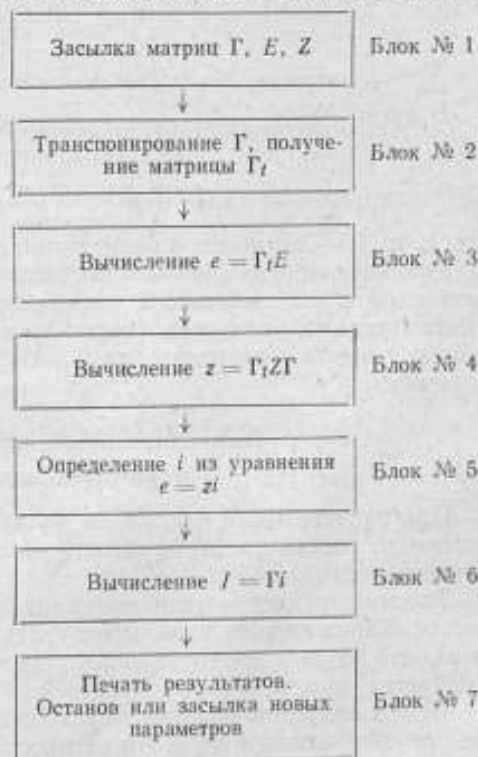
При составлении программы расчета цепей переменного тока формулы получаются несколько сложнее приведенных выше.

Выведем эти формулы для некоторых блоков алгоритма. Считаем, что максимальное число ветвей цепи равно  $m$ , а максимальное число контуров  $n$ . Взаимные полные сопротивления ветвей  $Z_{nk} \neq 0$ . Тогда блок-схема будет выглядеть следующим образом.

Блок № 1 должен предусмотреть возможность засылки матриц  $\Gamma$  ( $m, n$ );  $R$  (диагональная,  $m, m$ );  $X$  (квадратная  $m, m$ );  $E_a, E_r$  — (матрицы-столбцы  $m, 1$ ), где  $R$  и  $X$  — активные и реактивные сопротивления ветвей,  $E_a, E_r$  — активная и реактивная составляющие э. д. с. ветвей (в скобках указана размерность матриц).

Блок № 3.

$$\Gamma_i E = \Gamma_i (E_a + jE_r). \quad (22)$$





Отсюда активная и реактивная составляющие э. д. с. контуров

$$\left. \begin{aligned} e_a &= \Gamma_t E_a, \\ e_r &= \Gamma_t E_r. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Б л о к № 4. Матрица полного сопротивления ветвей

$$z = R + jX, \quad (24)$$

отсюда

$$\left. \begin{aligned} z_a(n, n) &= \Gamma_t(n, m) R(m, m) \Gamma(m, n), \\ z_r(n, n) &= \Gamma_t(n, m) X(m, m) \Gamma(m, n). \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Б л о к № 5. Система  $e = zi$  имеет вид:

$$e_a + je_r = (z_a + jz_r)(i_a + ji_r). \quad (26)$$

Разделив переменные выражения (26), получим

$$\left. \begin{aligned} z_a i_a - z_r i_r &= e_a, \\ z_r i_a + z_a i_r &= e_r, \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

и произведя несложные преобразования, будем иметь

$$\left. \begin{aligned} i_a(n, 1) &= \Sigma_1^{-1} \Sigma_2, \\ i_r(n, 1) &= -\Sigma_1^{-1} \Sigma_3. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Sigma_1 &= z_a^{-1} z_r + z_r^{-1} z_a, \\ \Sigma_2 &= z_r^{-1} e_a + z_a^{-1} e_r, \\ \Sigma_3 &= z_a^{-1} e_a - z_r^{-1} e_r, \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

$\Sigma_1^{-1}$  — матрица, обратная по отношению к  $\Sigma_1$ .

Б л о к № 6.

$$\left. \begin{aligned} I_a(m, 1) &= \Gamma(m, n) i_a(n, 1), \\ I_r(m, 1) &= \Gamma(m, n) i_r(n, 1), \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где  $I_a$  и  $I_r$  — активные и реактивные составляющие токов в ветвях схемы.

Реальная программа была составлена по формулам (22)—(30) для расчета схем с максимальным числом ветвей  $m = 20$  и контуров  $n = 10$ . Незначительно усложнив (использовав магнитные барабаны и ленты), можно создать программу для расчета цепей гораздо более высокого порядка.

#### Вычислительный алгоритм по методу узловых напряжений

При расчете цепей с большим количеством узлов и ветвей более удобен алгоритм, составленный по методу узловых напряжений с использованием геометрической теории.

Рассмотрим составление вычислительного алгоритма на примере схемы рис. 4. Схема состоит из четырех узлов  $A-D$  и шести ветвей  $(I+6)$ . Допустим, что заданы сопротивления ветвей и э. д. с., действующие в ветвях. Требуется определить токи ветвей.

Чтобы получить уравнения узловых потенциалов, необходимо из выражения (9) исключить токи  $I$  и неизвестные напряжения  $U$  ветвей выразить

через напряжения узлов  $u$ . Для этого используют вторую матрицу совпадений  $\Pi$ , которая для схемы рис. 4 имеет вид:

$$\Pi = \begin{pmatrix} 1, & -1, & 0, & 0, & 0, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & -1, & 1, & 0, & -1 \\ -1, & 0, & 0, & -1, & -1, & 0 \end{pmatrix}$$

Умножив уравнение (9) слева на  $Z^{-1}$ , исключим токи. Учитывая, что  $Z^{-1}Z = 1$ , получим

$$Z^{-1}U + Z^{-1}E = I. \quad (31)$$

Умножив выражение (31) слева на  $\Pi$  и учитывая выражение (7), получим

$$\Pi Z^{-1}U + \Pi Z^{-1}E = 0. \quad (32)$$

Связь между узловыми напряжениями  $u$  и напряжениями ветвей  $U$  можно установить при помощи матрицы совпадения  $\Pi$ :

$$u\Pi = U_t, \quad (33)$$

где  $U_t$  — матрица-строка.

Из выражения (33) имеем

$$U = \Pi_t u_t, \quad (34)$$

где  $u_t$  — матрица-столбец узловых напряжений.

Напряжение одного из узлов (например, узла  $D$ ) можно выбрать за опорное и считать его равным нулю. Тогда вместо матрицы  $\Pi$  можно пользоваться матрицей  $\Pi'$ , полученной из  $\Pi$ , из которой вычеркнута строка, соответствующая узлу  $D$

$$\Pi' = \begin{pmatrix} 1, & -1, & 0, & 0, & 0, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & -1, & 1, & 0, & -1 \end{pmatrix}$$

Вместо уравнения (34) можно пользоваться уравнением

$$U = \Pi'_t u_t. \quad (35)$$

Подставляя в уравнение (32) значение  $U$  из уравнения (35) и заменяя  $\Pi$  на  $\Pi'$ , получим необходимое уравнение узловых напряжений

$$\Pi' Z^{-1} \Pi'_t u_t + \Pi' Z^{-1} E = 0. \quad (36)$$

Обозначим

$$y = \Pi' Z^{-1} \Pi'_t. \quad (37)$$

Тогда вместо уравнения (36) получим

$$y u_t + \Pi' Z^{-1} E = 0, \quad (38)$$

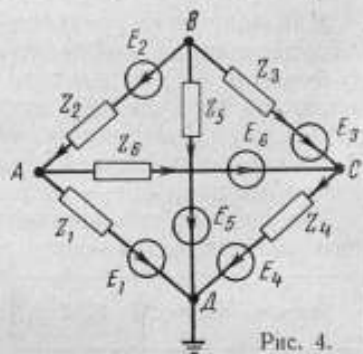
где  $u_t$  — матрица-столбец узловых напряжений, равная

$$u_t = \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix}. \quad (39)$$

Умножив матрицы по формуле (37), можно показать, что  $y$  представляет собой матрицу проводимостей схемы:

$$y = \begin{pmatrix} y_{11} + y_{22} + y_{33} & -y_{22} & -y_{33} \\ -y_{22} & y_{22} + y_{33} + y_{55} & -y_{33} \\ -y_{33} & -y_{33} & y_{33} + y_{44} + y_{66} \end{pmatrix}. \quad (40)$$

Матрица  $E$  из уравнения (38) — матрица-столбец э. д. с. в ветвях.



Произведение  $y\mu_i$  уравнения (38) в данном случае равно

$$y\mu_i = \begin{pmatrix} (y_{11} + y_{22} + y_{66})\mu_A - y_{22}\mu_B - y_{66}\mu_C \\ -y_{22}\mu_A + (y_{22} + y_{33} + y_{55})\mu_B - y_{33}\mu_C \\ -y_{66}\mu_A - y_{33}\mu_B + (y_{44} + y_{33} + y_{66})\mu_C \end{pmatrix}. \quad (41)$$

Слагаемое  $\Pi'Z^{-1}E$  выражения (38) вводит заданные э. д. с., и для схемы рис. 4 оно равно

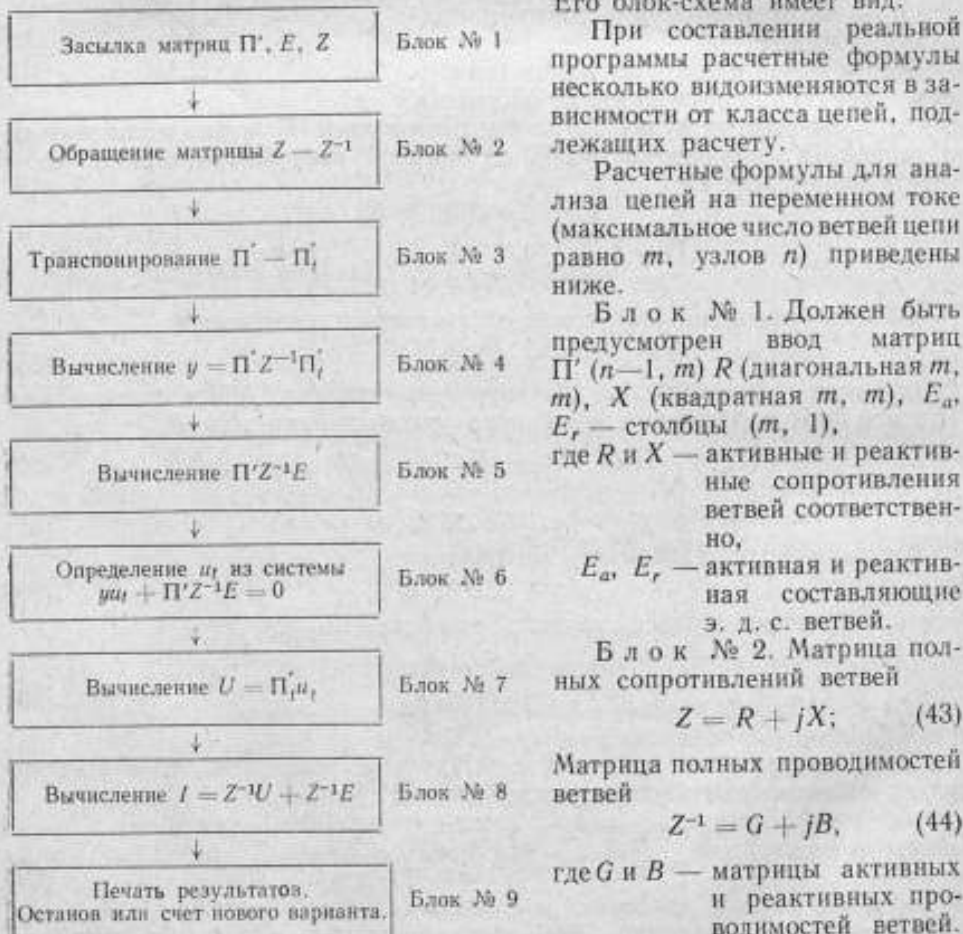
$$\Pi'Z^{-1}E = \begin{pmatrix} y_{11}E_1 - y_{22}E_2 + y_{66}E_6 \\ y_{22}E_2 - y_{33}E_3 + y_{55}E_5 \\ -y_{33}E_3 + y_{44}E_4 - y_{66}E_6 \end{pmatrix}. \quad (42)$$

Для получения уравнений узловых напряжений необходимо составить матрицы: сопротивлений ветвей  $Z$ , э. д. с. в ветвях  $E$  и совпадений  $\Pi$ , затем по формуле (37) определить  $y$ . Неизвестные узловые напряжения определяют по формуле (38), напряжения, приложенные к ветвям, — по (35). Токи в ветвях находят из уравнения (31).

Расчет любой другой цепи по приведенным формулам отличается лишь исходными данными — матрицами  $Z$ ,  $E$ ,  $\Pi$ .

Так же, как и в предыдущем алгоритме, большинство операций данного алгоритма являются стандартными подпрограммами для ЦВМ.

Его блок-схема имеет вид:





Если известны матрицы  $R$ ,  $X$ , то значения  $G$ ,  $B$  можно найти по формулам

$$G = (X^{-1}R + R^{-1}X)X^{-1} \quad (45)$$

и

$$B = -(X^{-1}R + R^{-1}X)R^{-1}, \quad (46)$$

где  $R^{-1}$  и  $X^{-1}$  — матрицы, обратные матрицам  $R$  и  $X$ .

Б л о к № 4.

$$\Pi'Z^{-1} = \Pi'G + j\Pi'B, \quad (47)$$

$$y = \Pi'G\Pi_i' + j\Pi'B\Pi_i'. \quad (48)$$

Б л о к № 5.

$$\Pi'Z^{-1}E = (\Pi'G + j\Pi'B)(E_a + jE_r) = \Sigma_1 + j\Sigma_2, \quad (49)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Sigma_1 &= \Pi'GE_a - \Pi'BE_r, \\ \Sigma_2 &= \Pi'BE_a + \Pi'GE_r. \end{aligned} \right\} \quad (50)$$

Б л о к № 6. Из матричного уравнения  $yu_i + \Pi'Z^{-1}E = 0$  необходимо определить  $u_i$

$$yu_i = -\Pi'Z^{-1}E, \quad (51)$$

$$u_i = -y^{-1}\Pi'Z^{-1}E, \quad (52)$$

Используя выражение (48), определяем матрицу, обратную матрице  $y$

$$y^{-1} = r + jx, \quad (53)$$

где матрицы  $r$  и  $x$  равны соответственно

$$r = [(\Pi'BP_i')^{-1}(\Pi'GP_i') + (\Pi'GP_i')^{-1}(\Pi'BP_i')] (\Pi'BP_i')^{-1}, \quad (54)$$

$$x = [(\Pi'BP_i')^{-1}(\Pi'GP_i') + (\Pi'GP_i')^{-1}(\Pi'BP_i')] (\Pi'GP_i')^{-1}. \quad (55)$$

Подставляя в (52) выражения (53) и (49), найдем

$$u_i = -(r + jx)(\Sigma_1 + j\Sigma_2). \quad (56)$$

Отсюда матрицы активной и реактивной составляющих узловых напряжений равны

$$\left. \begin{aligned} u_{ia} &= -(r\Sigma_1 - x\Sigma_2), \\ u_{ir} &= -(r\Sigma_2 + x\Sigma_1). \end{aligned} \right\} \quad (57)$$

Б л о к № 7. Матрицы активных и реактивных составляющих напряжений ветвей соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} U_a &= \Pi_i' u_{ia}, \\ U_r &= \Pi_i' u_{ir}. \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

Б л о к № 8. Из формулы (31) определяем значения активной и реактивной составляющих токов ветвей:

$$I = Z^{-1}(U + E) = [G(U_a + E_a) - B(U_r + E_r)] + j[G(U_r + E_r) + B(U_a + E_a)], \quad (59)$$

отсюда

$$\left. \begin{aligned} I_a &= G(U_a + E_a) - B(U_r + E_r), \\ I_r &= G(U_r + E_r) + B(U_a + E_a). \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

По данному алгоритму была составлена программа расчета для анализа схем с  $m = 25$  и  $n = 20$ . Применяя магнитные барабаны и ленты, можно путем незначительного усложнения использовать данную программу для расчета гораздо более сложных цепей.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье приведены некоторые общие соображения о выборе вычислительных алгоритмов для решения инженерных задач на ЦВМ. Приведенные алгоритмы удовлетворяют предъявленным требованиям.

Эффективность этих алгоритмов особенно проявляется в тех случаях, когда:

- 1) цепь становится сложной;
- 2) используют такие искусственные параметры, как сопротивления короткого замыкания, контурные токи и др. (вместо действительных параметров цепей);
- 3) осуществляется переход от любой цепи (плоской или пространственной) к другой с теми же сопротивлениями [5].

Применение формальных преобразований на основе геометрической теории и матричного исчисления приводит к тому, что изложенная выше последовательность действий сохраняется (изменяются только исходные данные) и правильный ответ получается автоматически.

Приведенные алгоритмы в статье не рассматриваются с математической точки зрения (сходимость метода, избыточность информации, точность методов). Эти вопросы должны стать объектом специального исследования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Марков А. А. Теория алгоритмов. «Труды математического института им. Стеклова», т. XVII. М., изд. «Наука», 1954.
2. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. Изд. АН СССР, 1951.
3. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. Госэнергоиздат, 1955.
4. Сешу С., Балабанян Н. Анализ линейных цепей. Госэнергоиздат, 1963.
5. Меерович Э. А. Геометрическая теория электрических цепей. «Электричество», 1947, № 2, стр. 30—39.
6. Сауер В. Theorie der Wechselstromschaltungen. Verlag Becher u. Erler, Leipzig, 1941.
7. Ляпунов А. А. О логических схемах программ. «Проблемы кибернетики», 1958, № 1.

Поступила в редакцию  
27/XI 1965 г.

### МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ «МИНСК-1»

Электронные вычислительные цифровые машины (ЭЦВМ) серии «Минск-1» обладают рядом существенных недостатков. К ним прежде всего следует отнести:

1) выполнение всех арифметических операций только над числами по модулю меньшими единицы (т. е. ЭЦВМ работает только в режиме с фиксированной запятой);

2) отсутствие в системе команд операций, облегчающих организацию циклов с переадресацией.

Переход к вычислениям в режиме с плавающей запятой можно осуществить с помощью стандартных подпрограмм элементарных операций, с помощью интерпретирующей программы (ИП) или другими аналогичными методами. Однако во всех этих случаях либо резко расширяется объем программ за счет вспомогательных (засылочных) инструкций, либо резко уменьшается общая скорость вычисления за счет программного обращения к ИП и анализа каждой инструкции обрабатываемого ИП программного массива на признак интерпретируемой инструкции.

В статье описаны изменения в схеме ЭЦВМ «Минск-1», позволившие устранить указанные недостатки машины и оправдавшие себя при многолетней эксплуатации этих машин во ВНИИМ, Ленинградском филиале Всесоюзного НИИ электромеханики и Вычислительном центре Ростовского университета. Внесенные изменения реализуют следующие операции:

1) передачи управления по содержанию седьмого разряда инструкции \*;

2) формирования инструкции с исполнением ее в следующем цикле распределителя импульсов (РИ) без записи в магнитное оперативное запоминающее устройство (МОЗУ);

3) условной передачи управления по содержанию второго адреса инструкции.

В общем эти изменения сводятся к развитию логических связей отдельных функциональных схем в ЭЦВМ «Минск-1» путем внесения в них незначительного количества дополнительных элементов. Поэтому полагая, что читателю известно функционирование основных схем машины, мы ограничиваемся лишь описанием внесенных в них изменений.

\* В дальнейшем эту операцию будем называть передачей управления по  $\langle T_7BO \rangle$  (содержимому седьмого триггера регистра блока операции).



### Передача управления по $\langle T_7BO \rangle$

Понятие кода операции ЭЦВМ «Минск-1» необходимо несколько расширить, дополнив семь разрядов кода (знаковый и шесть первых разрядов инструкции) восьмым —  $T_7BO$ . В связи с этим в регистр блока операции (БО) добавляется еще один триггер  $T_7BO$ .

Выполнение  $k$ -й инструкции, содержащей единицу в седьмом разряде кода операции ( $\langle T_7BO \rangle = 1$ ), заключается в перестройке основного цикла  $PI$ , приводящей к

- 1) записи в 0100-ю ячейку инструкции  $24k + 10000$ ;
- 2) записи в 0101-ю ячейку  $k$ -й инструкции (т. е. инструкции, содержащей признак  $\langle T_7BO \rangle = 1$  и вызвавшей вследствие этого перестройку цикла  $PI$ );

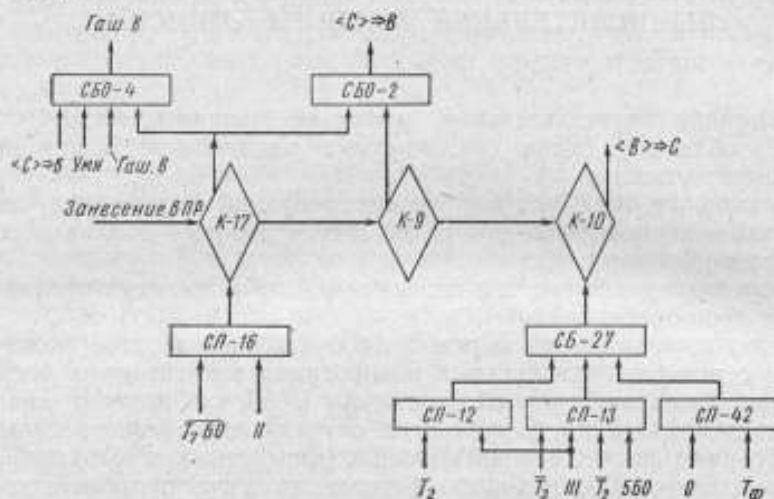


Рис. 1. Распределитель импульсов. Запуск схемы передачи содержимого регистра  $C$  в регистр  $B$ .

- 3) передаче управления на содержимое 0102 ячейки.

При  $\langle T_7BO \rangle = 0$  изменение в работе  $PI$  не происходит.

Схема ЭЦВМ предусматривает блокировку передачи управления по  $\langle T_7BO \rangle$  с центрального пульта управления имитацией нулевого состояния триггера  $T_7BO$  на шинах  $T_7BO$  и  $\overline{T_7BO}$  с помощью делителя напряжения.

Предположим, что в первом такте  $PI$  читается инструкция, содержащая единицу в седьмом разряде. Вследствие этого на шине  $T_7BO$  образуется высокий уровень, а на шине  $\overline{T_7BO}$  — низкий.

Во втором такте  $PI$  инструкция, помещенная в регистр  $C$  в первом такте, передается в регистр  $B$ . Схема передачи содержимого регистра  $C$  в регистр  $B$  ( $\langle C \rangle = \Rightarrow B$ ) запускается по импульсу «занесение» клапаном  $K-17$ , открывающимся схемой совпадения  $СП-16$  во втором такте (рис. 1)\*.

\* Все рисунки в статье являются выкопировкой из схем ЭЦВМ «Минск-1». В надписях указаны названия блока, из схем которых сделана данная выкопировка, и назначение схемы. Элементы схемы, содержащиеся в схемах «Минск-1», не поясняются.

Приняты обозначения:  $T$  — триггер,  $II$  — повторитель,  $I$  — инвертор,  $K$  — клапан,  $СП$  — схема совпадения положительных подпортов,  $СБ$  — схема сборки положительных подпортов,  $СБО$  — схема сборки отрицательных импульсов. Порядковая нумерация этих элементов в схеме машины сохранена.

Римскими цифрами I, II, III и 0 обозначены такты цикла  $PI$ .

Вырабатываемый этим клапаном отрицательный импульс через схему сборки отрицательных импульсов СБ0-4 гасит регистр В и через СБ0-2 запускает схему передачи  $\langle C \rangle \Rightarrow B$ .

Запуск схемы гашения регистра В по импульсу «занесение» блокируется во втором такте низким уровнем  $T_7BO$ , подаваемым на схемы совпадения СП-6 и СП-7 (рис. 2).

Для сохранения знака регистра С ( $T_{30}C$ ) во время гашения регистра В (перед передачей  $\langle C \rangle \Rightarrow B$ ) гашение  $T_{30}C$  осуществляется импульсом «гашение регистра А» в первом такте. Для этого используется тот же диод схемы сборки отрицательных импульсов, который раньше позволял гасить  $T_{30}C$  по импульсу «гашение регистра В».

После передачи  $\langle C \rangle \Rightarrow B$  регистр С очищается и подготавливается к формированию в нем инструкции обратной связи (24 (ПР) 0000). Для облегчения блокирования запуска местного программного датчика (МПД) по импульсу «операция» гасится регистр БО (кроме  $T_7BO$ ). Эти гашения происходят по импульсу «занесение в ПР» в конце второго такта по тем же каналам, что и в нулевом такте (рис. 3). Клапан К-8 открывается диодной сборкой СБ-17, объединяющей выход схемы СП-18, выдающей потенциал высокого уровня при  $(T_7BO) = 1$  во втором такте, и уровень нулевого такта.

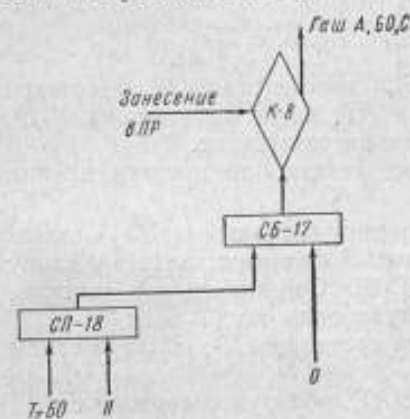


Рис. 3. Распределитель импульсов. Формирование импульса «гашение регистров А, Б, О и С» в нулевом и втором тактах.

Таким образом, на шинах занесения адреса (в соответствующих разрядах) по импульсу «занесение» в третьем такте формируются импульсы занесения содержимого ПР в АР. Эти импульсы через разделительные емкости  $C_9 \div C_{13}$  поступают на схему сборки отрицательных импульсов занесения единиц в соответствующие разряды регистра С (рис. 6). Через сопротивления  $R_1 \div R_{13}$  подается подпор разрешения занесения содержи-

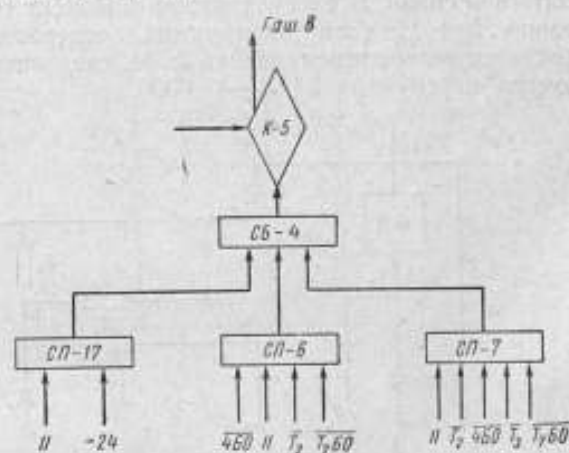


Рис. 2. Распределитель импульсов. Формирование импульса «гашение регистра В».

Так как необходимо сохранить содержимое  $T_7BO$  для дальнейшей перестройки работы РИ, гашение триггера  $T_7BO$  во втором такте блокируется схемой запрета гашения, срабатывающей при высоком уровне второго такта (рис. 4).

В третьем такте РИ по импульсу «занесение» содержимое пускового регистра (ПР) передается в первый адрес регистра С. Для этого при наличии в соответствующих разрядах ПР единиц клапаны занесения адреса в адресный регистр (АР) открываются по подпору  $(ПР) \Rightarrow АР$ , который формируется как в первом, так и в третьем такте при  $(T_7BO) = 1$  (рис. 5).

мого  $ПР$  в регистр  $C$ , формируемый  $СБ-18$ , двумя инверторами  $И-19$  и  $И-20$ , расположенными в устройстве управления ( $УУ$ ), и повторителем  $П-4$ , находящимся в арифметическом устройстве ( $АУ$ ).

Одновременно в регистре  $C$  отрицательным импульсом занесения формируется код операции безусловной передачи управления инструкции обратной связи. В рассматриваемый момент (третий такт) содержимое  $ПР$  равно  $k + 1$ , если инструкция, содержащая признак  $\langle T_7BO \rangle = 1$ , является содержимым ячейки  $k$ . И, следовательно, в регистре  $C$  формируется инструкция  $24 k + 1 0000$ .

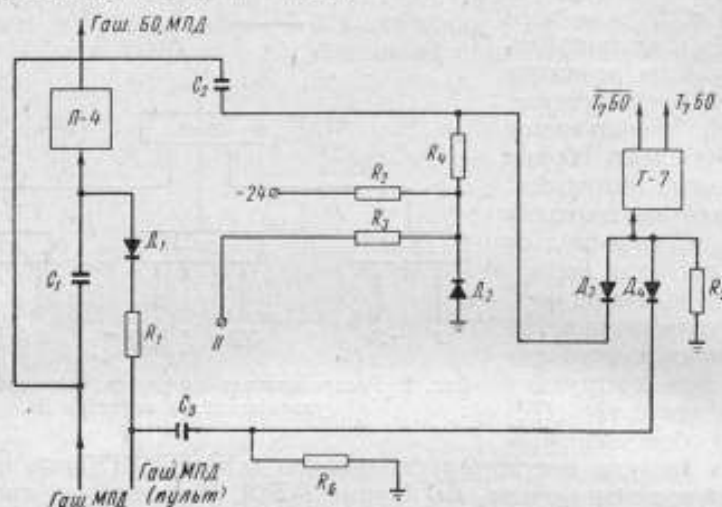


Рис. 4. Блок операций, местный программный датчик (схема 02).  
Гашение  $T_7BO$ .

$D_1 + D_4$  — диоды Д2Ж,  $R_1 = R_4 = 30$  ком,  $R_2 = 120$  ком,  $R_3 = 200$  ком,  $R_5 = 51$  ком,  $R_6 = 100$  ком,  $C_1 = 470$  пф,  $C_2 = 120$  пф,  $C_3 = 110$  пф.

После обработки импульса «занесение» в третьем такте (с задержкой в  $3 + 4$  мксек) происходит запуск гашения  $ПР$  и  $АР$  от клапана  $K-19$ , открытого схемой совпадения  $СП-20$  в третьем такте (рис. 7).

Гашение регистра  $C$  в середине третьего такта блокируется низким уровнем  $T_7BO$  через  $СП-8$  (рис. 8).

В конце третьего такта по импульсу блокинг-генератора  $БГ-11$  схемы  $РИ$  срабатывает клапан  $K-20$  (рис. 9), открытый по потенциальному входу высоким уровнем  $T_7BO$ , и запускает  $БГ-15$ . Отрицательный импульс с  $БГ-15$  завершает операцию передачи управления по  $(T_7BO)$ :

1. В единицу ставятся седьмой и второй триггеры  $ПР$ , образуя таким образом содержимое  $ПР$ , равное 0102;

2. Единица заносится в седьмой разряд  $АР$ , образуя содержимое  $АР$ , равное 0100;

3. Запускается через  $СБО-1$   $БО$  схема записи содержимого регистра  $C$  в  $МОЗУ$ ;

4. Кипп-реле  $Kр-11$  из  $РИ$  с задержкой  $7 + 8$  мксек (на время выборки адреса в  $МОЗУ$ ) запускает схему прибавления единички к содержимому  $АР$  ( $+1 АР$ );

5. Кипп-реле  $Kр-12$  из  $МПД-02$  с задержкой в 70 мксек запускает блок конца операции  $МПД-02$ . В результате этого содержимое регистра  $B$  передается в регистр  $C$ , а из регистра  $C$  — в 0101-ю ячейку (в регистре  $БО$  код модификации операции с записью), и запускается  $РИ$  на следующий цикл.



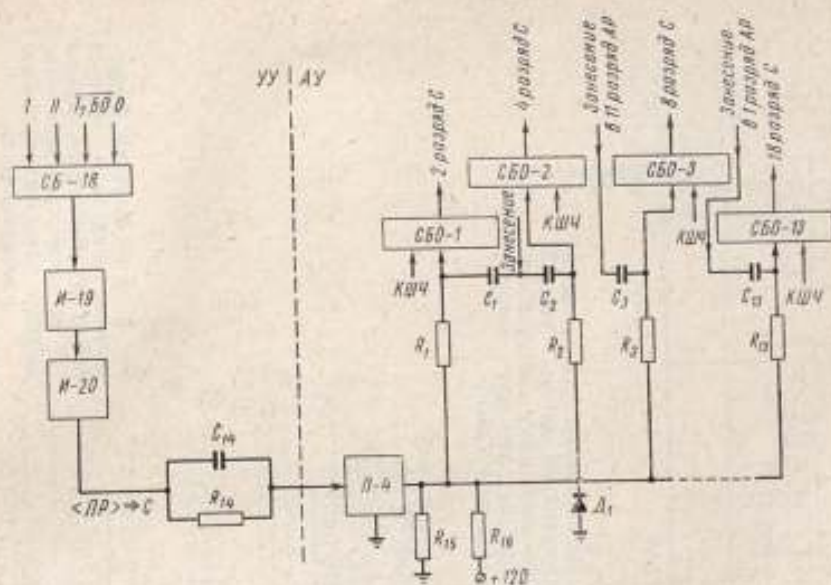


Рис. 6. Устройство управления, арифметическое устройство. Передача содержимого ПР в регистр С.

КШЧ — кодовые шины числа;  $D_1$  — диод ДТЖ,  $R_1 + R_{13} = 30$  ком,  $R_{14} = 300$  ком,  $R_{15} = 1.5$  ком,  $R_2 = 33$  ком,  $C_1 + C_{13} = 100$  пф,  $C_{14} = 1000$  пф.

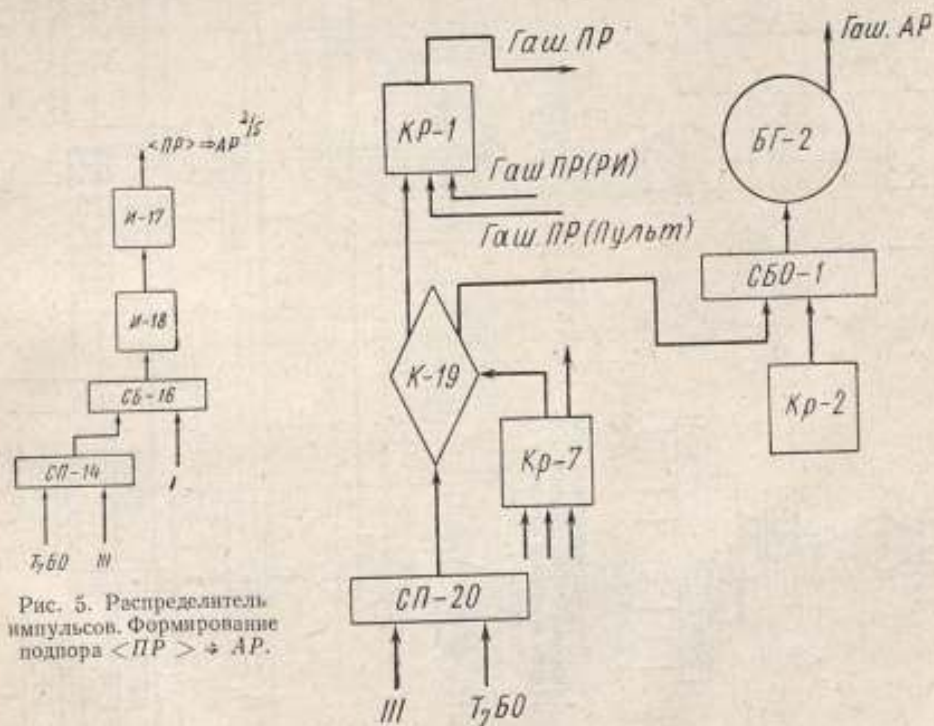


Рис. 5. Распределитель импульсов. Формирование подпора  $\langle ПР \rangle \rightarrow АР$ .

Рис. 7. Распределитель импульсов. Формирование импульса «гашение АР».

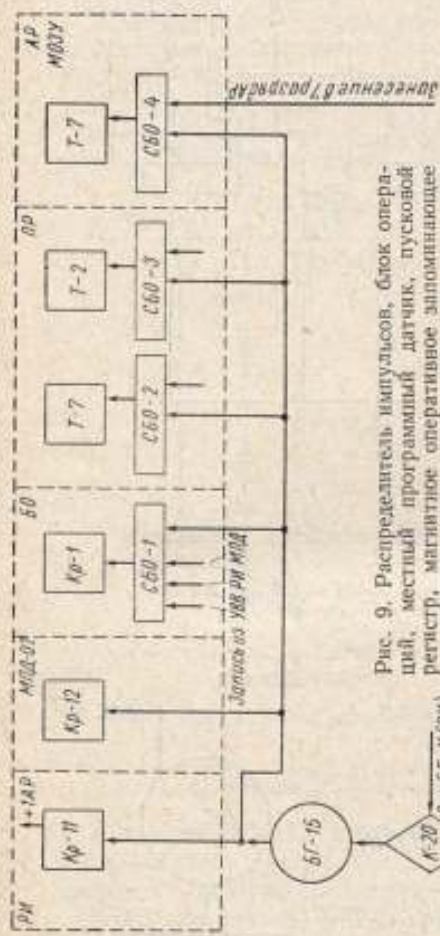


Рис. 9. Распределитель импульсов, блок операционный, местный программный датчик, пусковой регистр, магнитное оперативное запоминающее устройство. Завершение операции передачи управления по <T<sub>7</sub>Б0>.

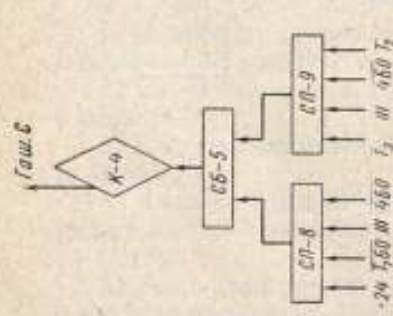


Рис. 8. Распределитель импульсов. Формирование импульса сглаживание регистра С<sub>3</sub> в третьем такте.

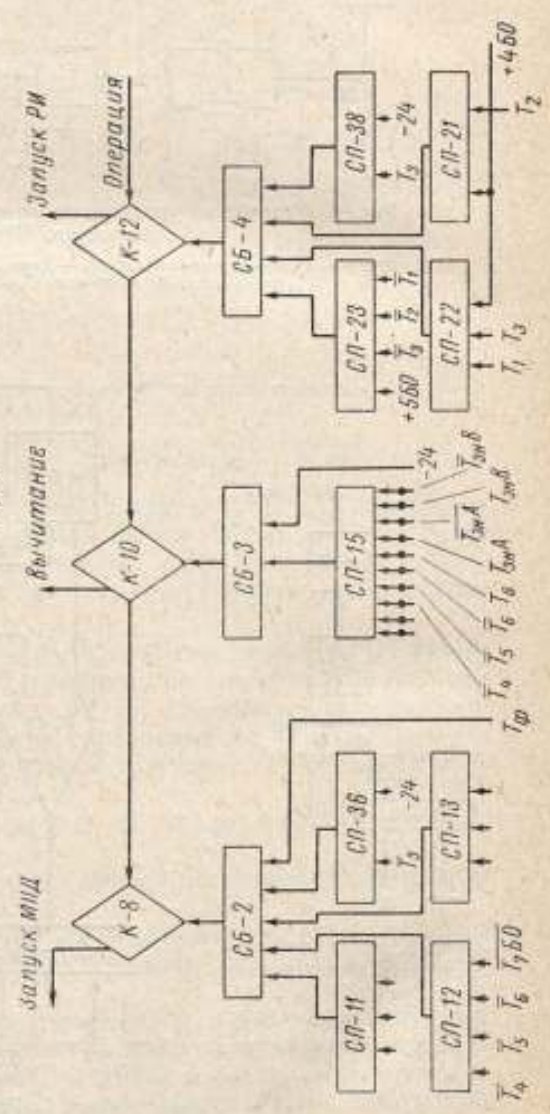


Рис. 10. Блок операций. Формирование импульсов запуска МПД и вычитание. Запуск РИ на следующий цикл после операции передачи управления и передачи числа.



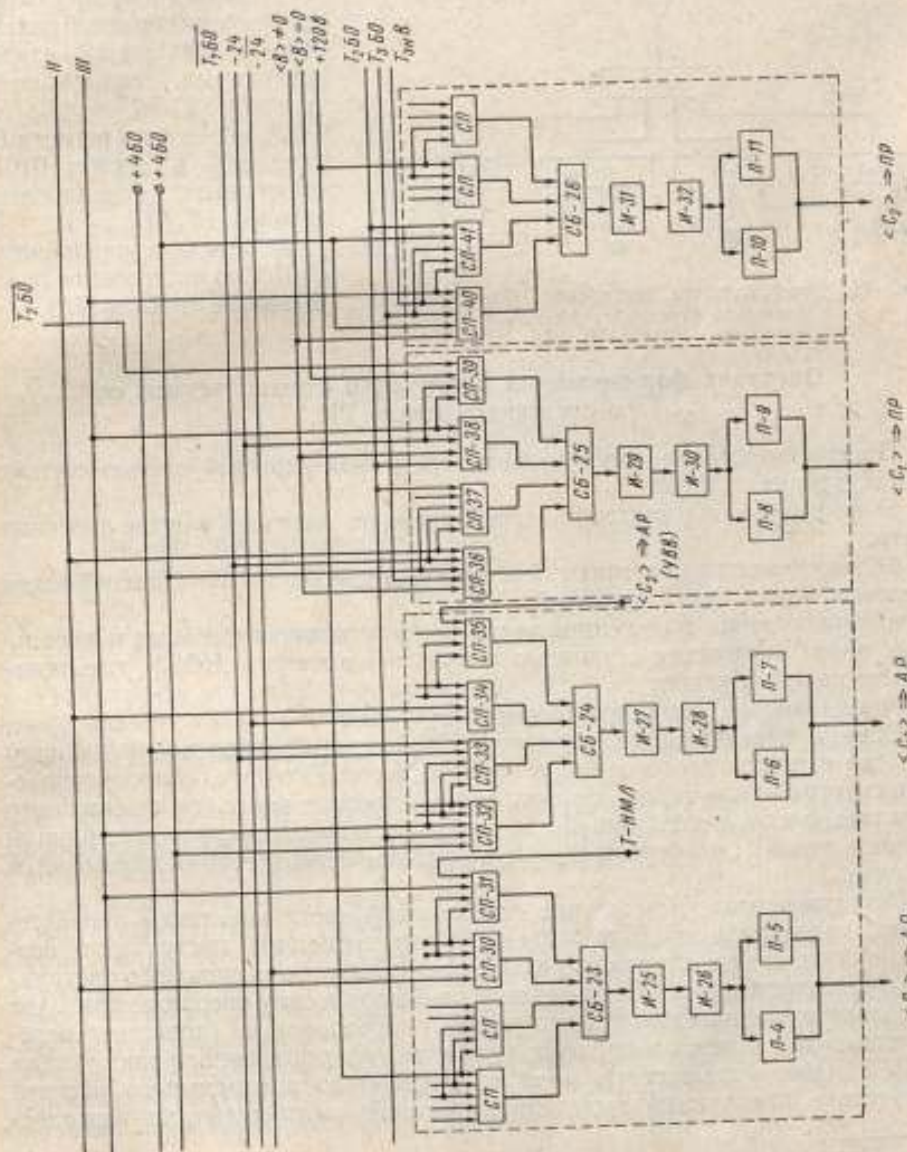


Рис. 11. Распределитель импульсов. Формирование подпробов

$\langle C_1 \rangle \Rightarrow \text{ПР}, \langle C_2 \rangle \Rightarrow \text{ПР},$   
 $\langle C_1 \rangle \Rightarrow \text{АР} \text{ и } \langle C_2 \rangle \Rightarrow \text{АР},$



Запуск местного программного датчика по импульсу «операция» блокируется через схему совпадения  $СП-12$  низким уровнем  $T_7BO$  (рис. 10).

В третьем такте низким уровнем  $T_7BO$  блокируются:

1) формирование подпора передачи второго адреса инструкции в адресный регистр ( $C_2 \Rightarrow AP$ ) ( $СП-33$  рис. 11);

2) выдача импульса «чтение из  $МОЗУ$ » ( $СП-5$  рис. 12).

Таким образом, результатом операции «передача управления по  $T_7BO$ »

(т. е. результатом выполнения инструкции, содержащей признак  $\langle T_7BO \rangle = 1$ ) является:

1) запись в ячейку 0100 инструкции обратной связи  $24k + 10000$ , где  $k$  — адрес инструкции, содержащей признак  $\langle T_7BO \rangle = 1$ ;

2) передача в регистр  $B$  и запись в ячейку 0101 инструкции, содержащей признак  $\langle T_7BO \rangle = 1$ ;

3) передача управления на 0102-ю инструкцию (т. е. занесение 0102 в  $ПР$ ).

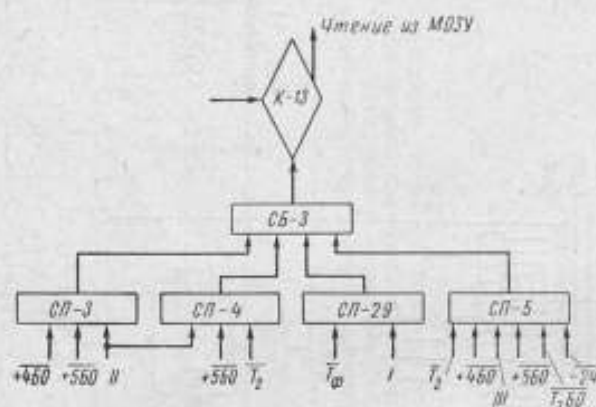


Рис. 12. Распределитель импульсов. Формирование импульса «чтение из  $МОЗУ$ ».

### Операция формирования инструкции с выполнением ее в следующем цикле РИ

Программирование инструкций с переменной адресной частью состоит из следующих этапов:

а) формирования константы переадресации, имеющей равные адресные части;

б) выделения из константы переадресации необходимой адресной части (первого или второго адресов);

в) прибавления выделенной части константы переадресации к начальному виду инструкции с записью результата в ячейку  $МОЗУ$ , т. е. переадресации инструкции;

г) выполнения сформированной инструкции.

Обычно переадресация переменных инструкций происходит на одну или две единицы первого или второго адресов. Поэтому, если организовать счетчик цикла таким образом, чтобы адресные части его содержимого менялись шагом, необходимым для переадресации переменных инструкций данного цикла\*, то формирование константы переадресации оказывается лишним.

Остальные этапы (выделение необходимой части константы переадресации, переадресацию и выполнение сформированной инструкции) возможно осуществить с помощью одной операции — формирования инструкции с ее выполнением. Объединение этих этапов в одну операцию приводит не только к уменьшению общего времени переадресации (константа переадресации выделяется в процессе ее чтения, сформированная инструкция в  $МОЗУ$  не записывается), но и к сокращению программного массива (отсутствие инструкций выделения адресной части констант переадресации).

\* См. стр. 240.

саии и ячеек, отводимых под сформированные инструкции, сокращение оператора восстановления и т. д.).

Операция формирования инструкции выполняется в течение двух циклов распределителя импульсов.

Первый цикл РИ: 1) выделение в регистр  $A$  из содержимого первого адреса инструкции части константы переадресации в соответствии с модификацией операции;

2) переадресация псевдоинструкции (без записи сформированной инструкции в МОЗУ).

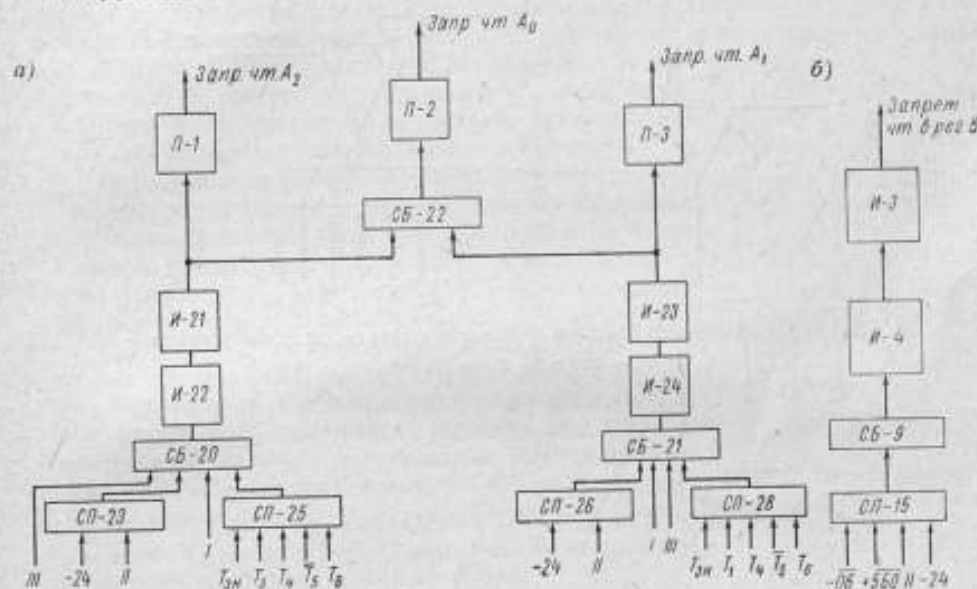


Рис. 13. Распределитель импульсов. Формирование запретов чтения:

а) в регистр  $A$ ; б) в регистр  $B$  (при выполнении операции передачи управления по содержимому второго адреса).

Второй (исполнительный) цикл РИ: выполнение сформированной инструкции.

Реализуется эта операция следующим образом. На схему совпадения формирования подпора  $5BO$  дополнительно заводится нулевой уровень знакового триггера регистра  $BO$  ( $T_{30}BO$ ) для формирования уровней  $+5BO$  и  $-5BO$ .

Во втором такте РИ одновременно с чтением в регистр  $A$  содержимого первого адреса (константы переадресации) выделяется часть константы, используемая в дальнейшем для переадресации.

Для выделения частей константы переадресации регистр  $A$  разделен на три участка: код операции ( $T_{3n}A \div T_7A$ ), первый адрес  $T_8A + T_{13}A$  и второй адрес ( $T_{10}A + T_{30}A$ ). Для каждой части регистра  $A$  формируется отдельно подпор запрета чтения в регистр  $A$  (рис. 13 а, б).

При модификации операции формирования: а) содержащей единицу в третьем разряде (коды  $-15$ ,  $-35$ ), разрешено чтение в первый адрес регистра  $A$ ; б) содержащей единицу в первом разряде (коды  $-45$ ,  $-65$ ) — второй адрес регистра  $A$ . При остальных \* модификациях ( $-0,5$ ,  $-25$ ) константа переадресации читается в регистр  $A$  полностью.

\* Модификации  $-55$  и  $-75$  эквивалентны формированию с нулевой константой переадресации и поэтому не применяются.

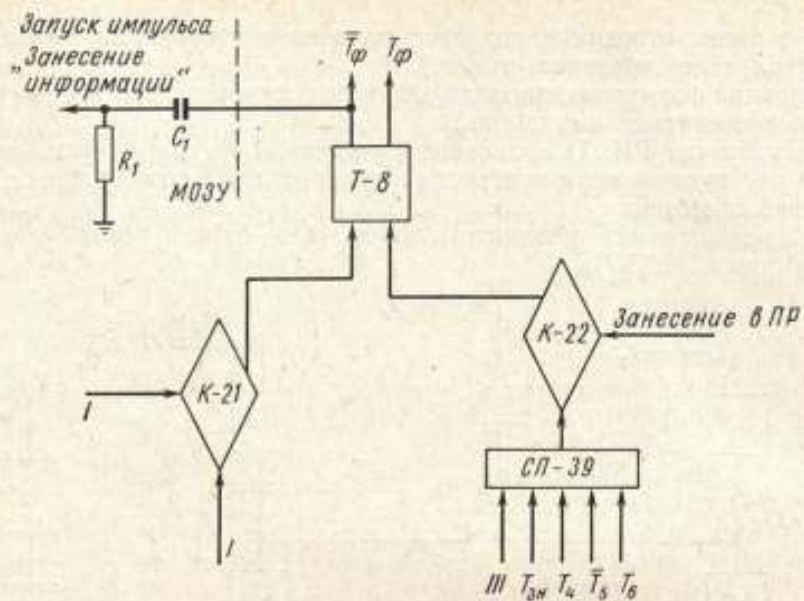


Рис. 14. Блок операций. Схема управления триггером формирования  
 $R_1 = 100 \text{ ком}$ ,  $C_1 = 100 \text{ пф}$ .

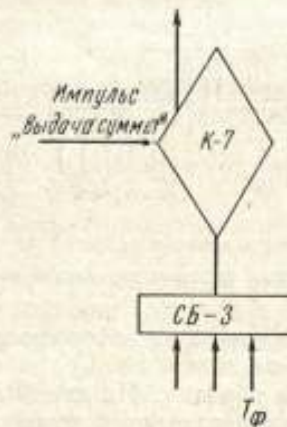


Рис. 15. Местный программный датчик (схема 01). Запуск схемы конца операций при выполнении операции формирования.

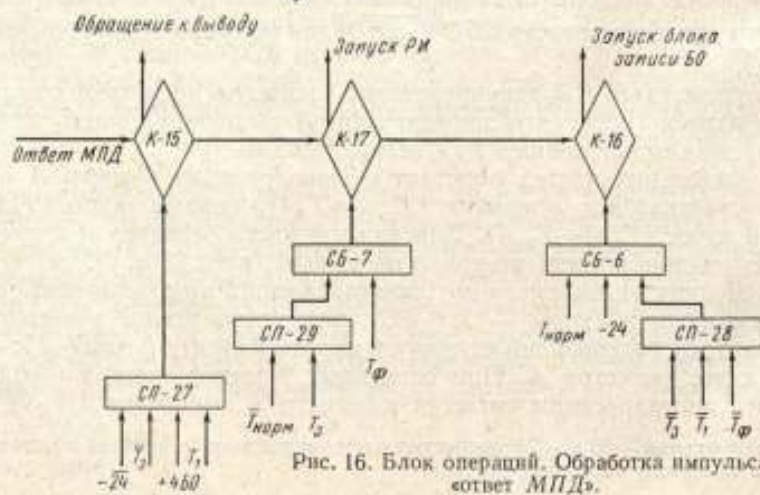


Рис. 16. Блок операций. Обработка импульса «ответ МПД».



В других случаях (кроме операции передачи управления по содержимому второго адреса) схема формирования запрета чтения в регистр *A* работает обычным образом.

Таким образом, при чтении в регистр *A* из константы переадресации выделяется первый или второй адрес или используется вся константа целиком.

Третий такт *РИ* протекает обычным образом. При наличии нуля во втором разряде модификации операции (коды —05, —15, —45) содержимое второго адреса инструкции читается в регистр *B*. При наличии единицы во втором разряде модификации операции (коды —25, —35, —65) сохраняется содержимое регистра *B* (результат предыдущего действия).

В конце третьего такта *РИ* по импульсу «занесение в *ПР*» триггер формирования  $T_{\Phi}$  с помощью клапана *K-22*, открытого в третьем такте схемой *СП-39* (рис. 14), устанавливается в единицу.

В нулевом такте *РИ* по импульсу «операция» происходит запуск *МПД* на выполнение операции сложения (рис. 10). Схема конца операции запускается клапаном *K-7* (рис. 15), открытым высоким уровнем  $T_{\Phi}$  через сборку *СБ-3*, по заднему фронту импульса «Выдача суммы».

Ответ *МПД* подается на клапаны *K-16* и *K-17* схемы записи *БО* (рис. 16). При выполнении операции формирования в нулевом такте первого цикла *РИ* уровень  $T_{\Phi}$  высокий, следовательно, открывается клапан *K-17*, запускающий *РИ* на следующий цикл. При других операциях высокий уровень  $\bar{T}_{\Phi}$  подается на схему совпадений *СП-28*, а низкий уровень  $T_{\Phi}$  — на *СБ-7*, в результате чего схема записи *БО* работает обычным образом.

Таким образом, к концу первого цикла *РИ* операции формирования в регистрах *B* и *C* получается сформированная инструкция, которая выполняется в следующем цикле *РИ*.

Во втором (исполнительном) цикле операции формирования работа *РИ* изменяется только в первом такте (такте чтения инструкции):

1) перед началом первого такта одновременно с запуском схем гашения регистров *БО*, *A* и *C* для восстановления содержимого регистра *C* по импульсу «занесение в *ПР*» запускается с помощью *СП-42* схема передачи (*B*)  $\Rightarrow$  *C* (рис. 1);

2) блокируется прибавление единицы в пусковой регистр (рис. 17): на потенциальный вход клапана *K-13* заведен выход схемы совпадений *СП-1*, открывающейся только по высокому уровню  $\bar{T}_{\Phi}$ ;

3) блокируется чтение из *МОЗУ* в первом такте (рис. 12) подачей на *СП-29* низкого уровня  $\bar{T}_{\Phi}$ ;

4) клапаном *K-21* (рис. 14) в конце первого такта гасится триггер формирования и перепадом уровня  $\bar{T}_{\Phi}$  запускается в *МОЗУ* схема формирования импульса занесения информации (*ИЗИ*). По импульсу *ИЗИ* в *МОЗУ* срабатывают клапаны формирования импульсов на кодовых шинах числа в тех разрядах, в которых регистр *C* содержит единицы, и передают код операции в регистр *БО* (в регистре *C* код подтверждается).

Дальнейшая работа *РИ* полностью зависит от кода операции сформированной инструкции.

Перед началом исполнительного цикла *РИ* в регистре *B* хранится сформированная инструкция, а не результат операции, предшествующей

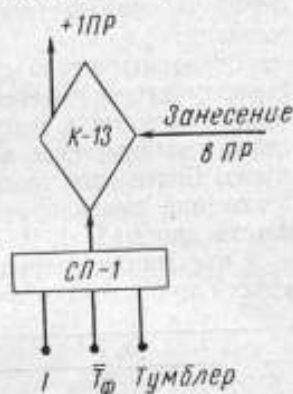


Рис. 17. Пусковой регистр. Прибавление единицы в *ПР*.

инструкции формирования. Поэтому нельзя формировать инструкции, арифметические или логические операции которых имеют модификацию операции с результатом предыдущего действия (т. е. нельзя употреблять в этом случае модификации: 2, 3, 6, 7).\*

### Передача управления по содержимому второго адреса

В схеме ЭЦВМ «Минск-1» предусмотрены условные передачи управления только по результату предыдущего действия. Поэтому для осуществления условной передачи управления требуются, по крайней мере, две инструкции: инструкция, вызывающая на регистр *B* условие, и инструкция передачи управления, анализирующая выполнение соответствующего условия.

Введением новой группы операций — передачи управления по содержимому второго адреса — оказалось возможным совместить указанные выше операции в одну, если условие, осуществляющее передачу управления, заключается в равенстве или неравенстве какой-либо величины нулю. Более того, модификации этой операции — 24 и —64 осуществляют изменение анализируемой величины (содержимого второго адреса) соответственно на  $1 \cdot 2^{-18} + 1 \cdot 2^{-30}$  и  $2 \cdot 2^{-18} + 2 \cdot 2^{-30}$ .

Содержание операций передачи управления по содержимому второго адреса приведено в таблице.

Код операции	Содержимое второго адреса			
	равно нулю		не равно нулю	
	Управление передается	Содержимое второго адреса	Управление передается	Содержимое второго адреса
—14	инструкция, указанной по первому адресу	не изменяется и сохраняется в регистре <i>B</i>	следующей инструкции	не изменяется и сохраняется в регистре <i>B</i>
—24	следующей инструкции	изменяет знак на обратный и сохраняется на регистре <i>B</i>	инструкция, указанной по первому адресу	уменьшается (по модулю) на единицу первого и второго адресов с сохранением знака
—34	то же	не изменяется и сохраняется в регистре <i>B</i>	то же	не изменяется и сохраняется в регистре <i>B</i>
—64	* *	изменяет знак на обратный и сохраняется в регистре <i>B</i>	* *	уменьшается (по модулю) на две единицы первого и второго адресов с сохранением знака

Для реализации передачи управления по содержимому второго адреса после чтения инструкции (т. е. после первого такта) производится:

- 1) блокирование чтения в регистр *A* (регистр *A* остается погашенным);
- 2) чтение в регистр *B* содержимого второго адреса;
- 3) анализ содержимого регистра *B* на нуль с изменением содержимого ПР в зависимости от величины модуля содержимого регистра *B* и от модификации операции;

\* Исключение составляют инструкции безусловной передачи управления и передачи управления по содержимому второго адреса, а также инструкции, выполнение которых проходит через интерпретирующую программу ИП, так как в этом случае результат предыдущей интерпретируемой инструкции хранится в рабочих ячейках ИП.

4) в зависимости от модификации операции изменение на 0,1 или 2 единицы обоих адресов.

Схема формирования подпоров  $+4\overline{BO}$  и  $\overline{+4BO}$  блока подпоров  $BO$  дополняется еще одним диодом в схеме совпадения.

Блок формирования подпоров  $BO$  дополняется новой схемой формирования подпоров  $-24$  и  $\overline{-24}$ . С ее помощью формируется высокий подпор  $-24$  при содержимом регистра  $BO$ , равном  $-14$ ,  $-24$ ,  $-34$  или  $-64$  (рис. 18). Необходимые фронты подпора получают двойным инвертированием выходного сигнала схемы совпадения  $СП-40$  и последующим усилением мощности.

Второй такт  $PH$  существенно перестраивается.

1. Происходит гашение регистра  $B$ : клапан  $K-5$  (рис. 2) открывается высоким потенциалом со схемы совпадения  $СП-17$  (уровень второго такта и подпор  $-24$  — высокие).

2. В адресный регистр передается второй адрес инструкции\*. Для этого на вход  $СП-34$  (рис. 11) подаются высокие уровни второго такта и  $-24$ , что приводит к выработке во втором такте подпора  $(C_2) \Rightarrow AP$  и, следовательно, к передаче второго адреса инструкции в  $AP$ . Одновременно низким уровнем  $\overline{-24}$ , поданным на  $СП-30$ , блокируется выдача подпора  $(C_1) \Rightarrow AP$ .

3. Блоком формирования запретов чтения в регистры выдается подпор, запрещающий чтение в регистр  $A$  (рис. 13 а, схемы  $СП-23$  и  $СП-26$ ) и подпор, разрешающий чтение в регистр  $B$  (рис. 13, б). В третьем такте  $PH$  анализируется содержимое регистра  $B$  на равенство нулю. При равенстве содержимого регистра  $B$  нулю (уровень  $(B) = 0$  — высокий) и коде операции  $-14$  (уровень  $\overline{T_2BO}$  — высокий) (эта ситуация расшифровывается схемой  $СП-39$ ), ячейка  $П$  выдает высокий подпор  $(C_1) \Rightarrow PR$  (рис. 11). Это приводит к гашению  $PR$  и передаче первого адреса выполняемой инструкции в  $PR$  ( $(C_1) \Rightarrow PR$ ), реализуя передачу управления содержимому первого адреса при равенстве нулю содержимого второго адреса.

Подпор  $(C_1) \Rightarrow PR$  выдается также, если содержимое регистра  $B$  не равно нулю (уровень  $(B) \neq 0$  — высокий) и коды операции равны  $-24$ ,  $-34$  или  $-64$  (уровень  $T_2BO$  — высокий). Эта ситуация расшифровывается схемой  $СП-38$ . При этом реализуется передача управления содержимому первого адреса исполняемой инструкции при содержимом второго адреса, отличном от нуля.

Чтение из  $МОЗУ$  в третьем такте блокируется подачей на  $СП-5$  (рис. 12) низкого уровня  $\overline{-24}$ .

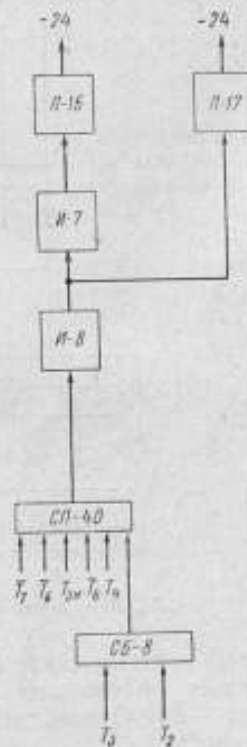


Рис. 18. Блок операций. Формирование подпоров  $-24$  и  $\overline{-24}$ .

\* Схема выдачи подпоров  $\langle PR \rangle \Rightarrow AP$ ,  $\langle C_1 \rangle \Rightarrow AP$ ,  $\langle C_2 \rangle \Rightarrow AP$ ,  $\langle C_1 \rangle \Rightarrow PR$  и  $\langle C_2 \rangle \Rightarrow PR$  несколько изменена с целью повышения надежности ЭЦВМ (формирование подпоров с лучшими характеристиками). Для этого создан новый тип ячейки формирования подпора ( $П$ ). Ячейка  $П$  содержит в себе четыре схемы совпадения, выходы которых через схему сборки подаются на инверторы для двойного инвертирования, и усилитель мощности — два повторителя.

Некоторые входы схем совпадения объединяются с целью уменьшения общего количества входов в ячейку. Принципиальная схема ячейки ясна из рисунка 11.



В остальном выполнение третьего такта *РИ* остается неизменным. Таким образом, после трех тактов работы *РИ*:

- 1) регистр *A* погашен;
- 2) в регистрах *B* и *C* хранится содержимое второго адреса выполняемой инструкции;
- 3) пусковой регистр преобразован в соответствии с кодом операции и содержимым второго адреса выполняемой инструкции;
- 4) в регистре блока операций *БО* хранится код операции;
- 5) в адресном регистре — адрес, содержимое которого анализировалось на нуль.

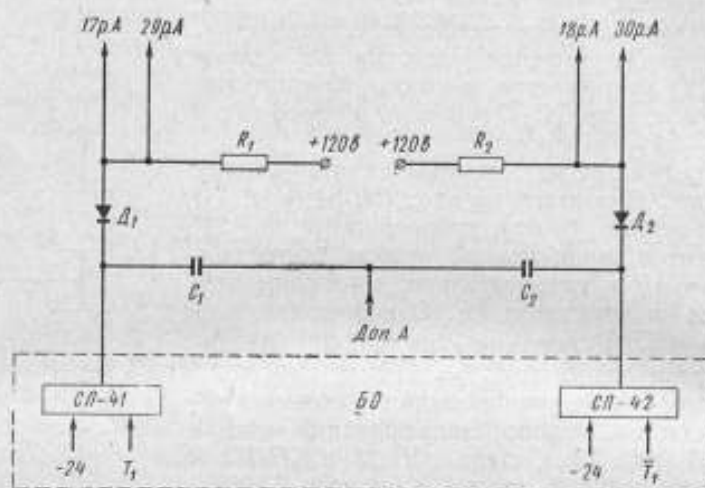


Рис. 19. Арифметическое устройство, блок операции. Блокирование импульса «дополнение А» в 17, 18, 29 и 30-м разрядах регистра *A*.

$D_1, D_2$  — диоды КВМП — 2-20,  $R_1 = R_2 = 30$  ком,  $C_1 = C_2 = 1100$  пф.

В нулевом такте *РИ* по импульсу «операция» происходит выдача импульса «вычитание» клапаном *K-10* (рис. 10), открытым высоким уровнем  $-24$ . Одновременно анализируется код модификации операции на четность.

Если модификация операции четкая (уровень  $\bar{T}_3$  — высокий), то клапан *K-8*, открытый высоким уровнем с выхода схемы совпадения *СП-36* (рис. 10), запускает *МПД* на выполнение операции «вычитание».

Выполнение операции вычитания происходит с той только разницей, что при формировании дополнения содержимого регистра *A* (доп. *A*) блокируется импульс «доп. *A*»\* (рис. 19) в 18 и 30-м разрядах регистра *A* при коде операции  $-24$  (уровень с выхода схемы совпадения *СП-42* — высокий) или в 17 и 29-м разрядах регистра *A* при коде операции  $-64$  (уровень с выхода схемы совпадения *СП-41* — высокий). Это приводит к формированию в регистре *A* обратного кода вычитаемой из содержимого регистра *B* константы  $2^{-18} + 2^{-30}$  (при коде  $-24$ ) или  $2^{-17} + 2^{-29}$  (при коде  $-64$ ). По окончании вычитания результат операции записывается по второму адресу исполняемой инструкции, хранящемуся в *АР* (клапан *K-16* рис. 16 открыт высоким уровнем  $-24$  через сборку *СБ-6*), и *РИ* запускается на следующий цикл.

\* В начале нулевого такта регистр *A* содержит нуль. Импульс «доп. *A*» — прямоугольный отрицательный импульс от уровня  $+200$  в до уровня  $+100$  в.

Запуск устройства вывода на печать при коде —64 блокируется подачей на *СП-27* (рис. 16) низкого уровня —24.

Если модификация кода операции нечетная (уровень  $T_3$  — высокий), то высокий уровень с выхода *СП-38* (рис. 10) через сборку *СБ-4* открывает клапан *К-12*. И по импульсу «операция» срабатывает не клапан *К-8* ( $\bar{T}_3$  — низкий уровень), а клапан *К-12*, запуская *РИ* на выполнение очередного цикла.

Если адресные части содержимого второго адреса не равны между собой, то при выполнении операций —24 и —64 возможно закливание работы *МПД*, так как при этом может возникнуть ситуация, при которой выполнение операции вычитания невозможно.

### Заключение

Применение описанных выше операций приводит к резкому сокращению общего объема программ и увеличению их быстродействия. Это позволило создать транслятор приемлемого объема и быстродействия на базе сокращенного варианта алгоритмического языка АЛГОЛ-60 для ЭЦВМ «Минск-1».

Поступила в редакцию  
25/XI 1966 г.

## МЕЖДУНАРОДНАЯ СИСТЕМА ЕДИНИЦ В ЭЛЕКТРОДИНАМИКЕ

В последнее время в научных и технических журналах все чаще появляются монографии и статьи, посвященные Международной системе единиц [1—4]. Однако наряду с авторами, считающими эту систему прогрессивной и служащей унификации единиц измерения физических величин, встречаются авторы, которые выдвигают возражения против введения ее как предпочтительной перед другими. Более того, некоторые авторы считают эту систему не соответствующей физической теории и одним из недостатков ее считают искусственное введение в качестве констант электрической и магнитной проницаемости вакуума.

А так как в этой системе при указанных константах вектор напряженности электрического поля  $E$  и вектор магнитной индукции  $B$  имеют различную размерность, в то время, как в системе СГС они являются составляющими тензора электромагнитного поля, то из этого делается вывод, что Международная система единиц не соответствует физической теории. Заметим, что эти дискуссионные вопросы возникают при сопоставлении системы СГС и части СИ—МКСА, т. е. когда речь идет об электрических и магнитных единицах.

Такое суждение о системе МКСА не имеет никаких оснований. Дело в том, что для каждой системы можно указать достоинства и недостатки. В частности то, что в системе СГС (симметричной) диэлектрическая проницаемость вакуума  $\epsilon_0$  и магнитная проницаемость вакуума  $\mu_0$  равны единице и безразмерны, отнюдь не является ее преимуществом. Это привело к тому, что такие совершенно различные физические величины, как электрический и магнитный диполи  $p_e$  и  $p_m$  или напряженности и индукции электрического и магнитного полей  $E$ ,  $D$ ,  $H$  и  $B$ , имеют соответственно одинаковые размерности.

Таким образом, четыре важнейшие величины, характеризующие электромагнитное поле, оказались в трехразмерной системе СГС неразличимыми с точки зрения размерности.

По существу, система СГС (симметричная) не является системой, последовательно охватывающей все электрические и магнитные единицы. Она представляет соединение посредством электродинамической постоянной  $c$  половин двух систем СГСЕ и СГСМ, введенных Максвеллом, каждая из которых охватывает все электрические и магнитные величины. В них  $\epsilon_0 = 1$  и  $\mu_0 = \frac{1}{c^2}$  для СГСЕ и  $\mu_0 = 1$  и  $\epsilon_0 = \frac{1}{c^2}$  для СГСМ. Таким образом, ни в одной из этих систем нет одновременного равенства единице  $\epsilon_0$  и  $\mu_0$ . Заметим, что за все время длительного господства системы СГСМ никогда не вызывало недоумения равенство  $\epsilon_0 = \frac{1}{c^2}$  в пустом пространстве.



В системе МКСА задается значение  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  и  $\epsilon_0$  определяется зависимостью

$$\epsilon_0 \mu_0 = \frac{1}{c^2}.$$

Не следует видеть никакого недостатка в том, что в системе МКСА  $\epsilon_0 \neq 1$  и  $\mu_0 \neq 1$ , как это было в прежних системах. Это лишь означает, что за единицу магнитной проницаемости мы принимаем проницаемость среды, которая в  $10^7/4\pi$  раз больше проницаемости вакуума. Заметим, что в системе МКСА размерность  $\mu_0$  будет  $(\text{кг} \cdot \text{м})/(\text{сек}^2 \cdot \text{а}^2)$  и размерность  $\epsilon_0$   $(\text{а}^2/\text{кг}) \cdot (\text{сек}^4 \cdot \text{м}^3)$ . В настоящее время  $\epsilon_0$  и  $\mu_0$  называются электрической и магнитной постоянными. Их числовые значения зависят только от системы единиц.

Международная система удовлетворяет тому условию, что единицы энергии — джоуль и силы — ньютон позволили оставить такие привычные единицы как ампер, ом, вольт, при условии, что  $\mu_0$  было приписано значение точно  $4\pi \cdot 10^{-7}$ . Нельзя сказать, что все производные единицы Международной системы удобны, некоторые, как, например, фарада, слишком велики, а единица напряженности  $1 \text{ а/м}$  во многих случаях оказывается малой по своему размеру.

В наше время при огромных диапазонах измеряемых величин во всех областях физики и техники бесполезно искать систему единиц, которые по своим размерам удовлетворили бы различным областям знания. При этих условиях останавливаются на таких основных единицах, размер которых ощутим для нашего восприятия и воспроизведение их в виде эталонов не представит особых трудностей. Таким образом, теоретическая основа в виде системы единиц и практическая основа в виде эталонов, воспроизводящих единицы, обеспечат потребности и теоретических и прикладных областей знания.

Что касается того, что во многих новых областях техники и физики, в частности в ядерной физике, мы будем иметь дело с большими или малыми величинами, то действительно безразлично, писать ли массу электрона равной  $9,1 \cdot 10^{-28} \text{ г}$  или  $9,1 \cdot 10^{-31} \text{ кг}$ , магнитный момент протона  $1,4 \cdot 10^{-28} \text{ эрг/сек}$  или  $1,4 \cdot 10^{-26} \text{ дж/тл}$ , постоянную Планка  $6,6 \times 10^{-27} \text{ эрг} \cdot \text{сек}$  или  $6,6 \cdot 10^{-34} \text{ дж} \cdot \text{сек}$ .

Все вопросы, связанные с размерами единиц, следует рассматривать лишь с точки зрения удобства. С принципиальной же стороны существенным является то, что система МКСА, входящая в Международную систему как ее часть, является четырехразмерной, благодаря чему векторы  $E$ ,  $D$ ,  $H$  и  $B$  имеют различную размерность. Напомним, что в симметричной системе СГС все эти векторы имеют одинаковую размерность. Правда, одинаковой размерности для разных величин не избежать и в Международной системе единиц, как например для тока и магнитодвижущей силы, для потока электрического смещения и заряда. Однако таких сочетаний в четырехразмерной системе гораздо меньше, чем в трехразмерной.

В связи с этими отличительными чертами систем СГС (симметричной) и МКСА в печати появилось утверждение [5], что система МКСА соответствует представлению столетней давности. Такое смелое утверждение основывается на том, что тензоры электромагнитного поля имеют своими составляющими проекции векторов  $E$  и  $B$  или  $D$  и  $H$  на координатные оси. Вследствие этого, по мнению автора статьи [5], научной будет лишь та система, в которой  $E$  и  $B$  или  $D$  и  $H$  соответственно будут иметь одинаковые размерности.

Использование тензоров электромагнитного поля для утверждения, что одна система научна, а другая не научна, представляется по меньшей мере странным и такие рассуждения ни в какой мере не являются сколь угодно обоснованными.

То, что компоненты вектора, так же, как и компоненты тензора, имеют одинаковую размерность, не нуждается в подтверждении. Но компоненты тензора не являются инвариантами для любых систем единиц. Поэтому в рассуждениях о том, что «приписывать  $E$  и  $B$  разную размерность так же нелепо, как измерять в разных единицах составляющие вектора скорости», справедливо только последнее. Действительно, измерять составляющие вектора скорости в разных единицах нелепо.

Следует сказать, что ни в одной из Максвелловских систем (СГСЕ или СГСМ)  $E$  и  $B$  не имеют одинаковых размерностей.

Тензор электромагнитного поля имеет компоненты одной размерности, однако эти компоненты не инвариантны по отношению к системе единиц.

В электродинамике Зоммерфельда [6], которого нельзя упрекнуть в некомпетентности, мы находим матрицы тензоров электромагнитного поля в четырехмерной системе MKSQ (аналог МКСА) с составляющими  $0, H_{x, y, z}$  и  $icD_{x, y, z}$  и аналогично — матрицу другого тензора с составляющими  $0, iE_{x, y, z}$  и  $cB_{x, y, z}$ .

Как видно из приведенных данных, в системе МКСА полностью сохраняется единство размерности компонентов. Из сказанного можно сделать вывод, что нельзя и недопустимо одну систему (СГС) считать научной, а другую (СИ) ненаучной, отбрасывающей нас на столетие назад. Дело лишь в привычках, но унификация в виде одной системы, несомненно, должна иметь преимущество перед многообразием применяемых систем. Можно высказать убеждение в том, что применение единой системы в науке и технике, границы между которыми во многих случаях уже трудно установить, является логическим упорядочением всего физико-математического аппарата в научно-технической литературе, в табличных данных и в других технических документах.

Этот процесс нелегкий как в силу привычек работников науки и техники, сталкивающихся в своей деятельности с разными единицами, так и в связи с необходимостью введения новой градуировки приборов давления, силонизмерительных, калориметрических, замены в этих же областях табличных и справочных данных. Конечно, не только в силу привычки, но и по другим мотивам на долгое время сохранится электрон-вольт-единица, прочно вошедшая в область физики. То же относится и к некоторым астрономическим единицам.

Переход на новую систему, части которой, например, МКСА и МКСГ, уже давно, по существу, господствуют в научных и технических изданиях и в практике промышленных и научных учреждений, должен быть осуществлен без поспешности, но с твердой последовательностью. Самым лучшим залогом успеха в этом является изучение Международной системы в средней и высшей школе и если не настоящее, то следующее поколение, несомненно, преодолеет тот психологический барьер, который существует среди научных и технических деятелей нашего времени.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдун Г. Д. Единицы физических величин. М.—Л., Стандартгиз, 1963.
2. Стоцкий Л. Р. Новая система единиц и ее применения. «Стандартизация», 1964, № 5.
3. Чечурина Е. Н. Международная система единиц в практике электрических и магнитных измерений. «Измерительная техника», 1964, № 10.
4. Богуславский М. Г., Широков К. П. Международная система единиц. М.—Л., Изд. стандартов, 1965.
5. Леонтович М. А. О системе мер (в связи с введением Международной системы единиц как стандарта). Вестник АН СССР, 1964, № 6.
6. Зоммерфельд А. Электродинамика. М., ИЛ., 1958.

Поступила в редакцию  
4/XI 1965 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
С. В. Горбачевич, Т. Л. Залуцкая. Выражения зависимостей между некоторыми физическими константами и числовые значения основных физических констант по данным 1965 г. . . . .	5
А. К. Колосов, В. В. Мюллер. Спецификация для изготовления эталонных нормальных элементов . . . . .	11
В. П. Шигорин. Метод определения температурных коэффициентов электрического сопротивления катушек . . . . .	17
А. С. Румянцев, А. А. Чухланцев. Исследование образцовой комбинационной меры сопротивления на ток до 100 кА . . . . .	19
М. Д. Клионский. О влиянии температуры при декадных сличениях эталонных конденсаторов . . . . .	24
М. Д. Клионский. К вопросу определения температурных коэффициентов емкости конденсаторов . . . . .	32
Н. Л. Амадуни, А. Б. Свердлов. Исключение некоторых систематических погрешностей при расчете катушки взаимной индуктивности . . . . .	40
Н. Л. Амадуни, А. Б. Свердлов. Выбор оптимальных размеров подвижного соленоида токовых весов . . . . .	44
А. П. Викулов, Г. А. Матвеев, М. М. Нагорная. Сравнительная оценка некоторых трансформаторных мостов для измерения основных параметров ферритов . . . . .	50
С. А. Кравченко, Е. Д. Колтик. Новый метод и аппаратура для воспроизведения напряжений (токов), частоты и фазы в диапазоне 0,001 + 1000 гц . . . . .	63
П. Н. Горюнов. Методика выбора стабилизаторов типа Д-818 при создании высокостабильных стабилизаторов напряжения . . . . .	79
М. С. Микитинский. Новая методика расчета емкости пленочных сопротивлений . . . . .	84
А. Я. Безикович, Д. И. Зорин. О погрешностях термоэлектрических компараторов . . . . .	88
С. П. Эскин. О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме . . . . .	111
И. В. Хахамов. Автономноповеряемые трансформаторы тока ТТП-6 и ТТП-7 . . . . .	118
А. С. Румянцев, И. В. Хахамов. Установка УПТТ-4 для поверки трансформаторов тока высоких классов точности на частоте 50 гц . . . . .	126
А. З. Векслер, В. В. Плетнев. Экспериментальное определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока (ИПТ) с параллельным соединением вторичных обмоток по магнитным характеристикам сердечников . . . . .	137
А. З. Векслер. Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток . . . . .	144
И. В. Хахамов. Расчет погрешностей по результатам круговых сличений электрических масштабных преобразователей . . . . .	153
О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская. Новый метод поверки электромеханических фазометров в широком диапазоне частот . . . . .	155
	247



Д. И. Зорин, Ю. Н. Шестопадов. Особенности работы реверсивных счетчиков при интерференционных измерениях . . . . .	162
Д. И. Зорин, С. П. Эскин. Высокостабильный генератор звуковой частоты для поверочных целей . . . . .	172
С. А. Кравченко. Точный фазоиндикатор нулевого сдвига для инфранизких частот . . . . .	182
Д. И. Зорин, Ю. Н. Шестопадов. Высоковольтные стабилизаторы для питания маломощных постоянных нагрузок . . . . .	188
Д. И. Зорин, С. П. Эскин. Усилители мощности постоянного тока для поверки прибора . . . . .	193
Р. Ф. Акиев, Д. И. Зорин. Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-7 . . . . .	199
К. А. Резник. Уравнение вольт-амперной характеристики электрического нелинейного элемента с носителями заряда, образующими систему многих частиц . . . . .	202
И. Я. Клебанов. Методы анализа линейных электрических схем с применением цифровых вычислительных машин . . . . .	217
Б. В. Васильев. Модернизация электронной цифровой вычислительной машины «Минск-1» . . . . .	229
С. В. Горбачевич. Международная система единиц в электродинамике . . . . .	244

РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В СБОРНИКЕ

УДК 53.081

**Выражения зависимостей между некоторыми физическими константами и числовые значения основных физических констант по данным 1965 г.**

*С. В. Горбачевич, Т. Л. Залуцкая*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 5.  
Приводится методика перехода от одной системы единиц к другой различной размерности на примере выражения элементарного заряда, а также дана таблица зависимостей важнейших физических констант в Международной системе единиц.

Кроме того, приведена таблица значений важнейших физических констант, соответствующих согласованиям 1965 г.  
Таблиц 2.

УДК 53.084.872 (083.7)

**Спецификация для изготовления эталонных нормальных элементов**

*А. К. Колосов, В. В. Мюллер*

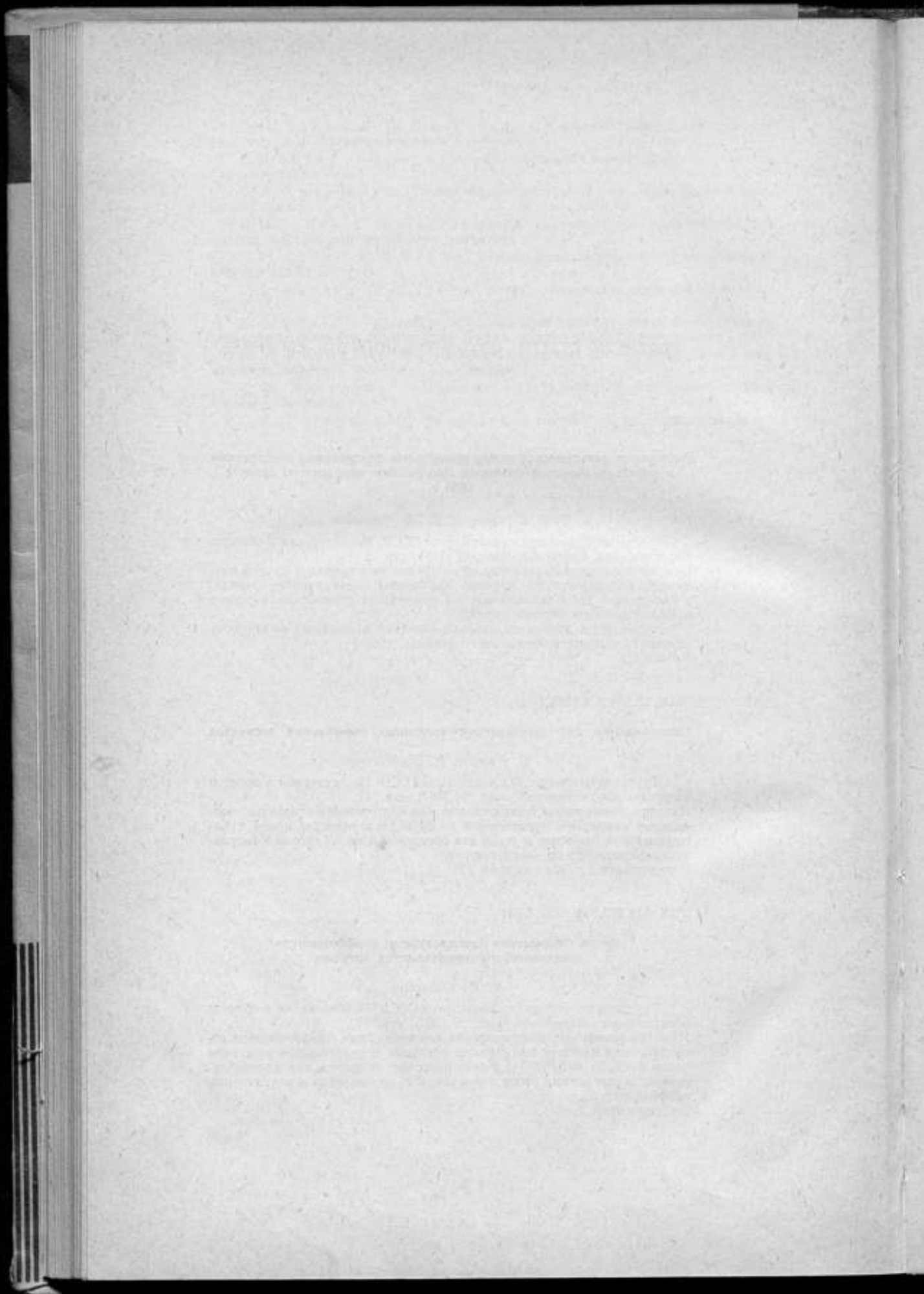
Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 11.  
Изложено содержание спецификации для изготовления эталонных нормальных элементов, применяемой во ВНИИМ и представленной в Международное бюро мер и весов для обсуждения на XI сессии Консультативном комитете по электричеству.  
Иллюстраций 1, библиографий 15.

УДК 621.317.732 : 536.5.081

**Метод определения температурных коэффициентов электрического сопротивления катушек**

*В. П. Шигорин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 17.  
Изложен новый метод определения температурных коэффициентов сопротивления катушек при помощи мостовых измерительных установок типов УМКС-1 и УМИС-1. Метод позволяет повысить как производительность поверочных работ, так и точность определения температурных коэффициентов.  
Библиографий 3.





УДК 621.317.732

**Исследование образцовой комбинированной меры  
сопротивления на ток до 100 кА**

*А. С. Румянцев, А. А. Чуланцев*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 19.  
Излагаются результаты исследования образцовой комбинированной меры сопротивления, предназначенной для измерения больших постоянных токов до 100 кА.  
Иллюстраций 2, библиографий 5.

УДК 621.319.4. (083.76) : 536.4

**О влиянии температуры при декадном сличении эталонных  
конденсаторов**

*М. Д. Клионский*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 24.  
Рассмотрено влияние температуры на точность сличения конденсаторов, имеющих различные номинальные емкости. Определены поправки, возникающие при сличении конденсаторов с разными и однотипными диэлектриками, а также поправка, возникающая за счет тепловой инерционности конденсатора. Расчетные формулы подтверждаются экспериментально. Показано, что при определенных условиях погрешности от влияния температуры можно пренебречь.  
Таблиц 5, библиографий 5.

УДК 621.319.4 : 536.4.081

**К вопросу определения температурных  
коэффициентов емкости конденсаторов**

*М. Д. Клионский*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 32.  
Исследованы температурные зависимости емкости образцовых конденсаторов. Объясняется появление нелинейности температурной характеристики конденсаторов воздушных и с твердым диэлектриком. Температурная зависимость емкости образцовых конденсаторов выражается в виде кривой второго порядка. Рассмотрен метод определения коэффициентов кривой в случае  $n$  измерений и приведены расчетные соотношения.  
Таблиц 1, иллюстраций 1, библиографий 7.

УДК 621.317.441.001.24

**Исключение некоторых систематических погрешностей  
при расчете катушки взаимной индуктивности**

*Н. Л. Алатуни, А. Б. Свердлова*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 40.  
Рассматривается вопрос об исключении систематической ошибки при расчете катушки взаимной индуктивности, возникающей от неправильного определения размеров площади сечения вторичной многослойной обмотки и от влияния ее неполного наружного слоя.  
Иллюстраций 1.

THE HISTORY OF THE  
CITY OF BOSTON

FROM THE FIRST SETTLEMENT  
TO THE PRESENT TIME

CHAPTER I

THE FIRST SETTLEMENT

IN THE YEAR 1630

CHAPTER II

THE GROWTH OF THE CITY

FROM 1630 TO 1680

CHAPTER III

THE REVOLUTIONARY PERIOD

FROM 1776 TO 1800

УДК 621.317.71 : 621.317.441

**Выбор оптимальных размеров подвижного соленоида токовых весов**

*Н. Л. Амапуни, А. Б. Свердлова*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 44.  
Рассматриваются преимущества токовых весов с двумя электродинамическими системами по сравнению с токовыми весами с одной системой. Приведен сравнительный расчет постоянной токовых весов для подвижной системы, состоящей из двух катушек и из одной катушки удвоенной длины.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 3.

УДК 621.317.733 : 621.318.13

**Сравнительная оценка некоторых трансформаторных мостов для измерения основных параметров ферритов**

*А. П. Вискулов, Г. А. Матвеев, М. М. Назорная*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 50.  
Рассматриваются различные варианты мостов с трансформаторным компаратором токов, образованные по обобщенной схеме трансформаторного моста. Приводятся обобщенные уравнения равновесия некоторых вариантов схем, выражения погрешностей, обусловленных действием остаточных параметров элементов моста. Показывается возможность измерения малых импедансов как емкостного, так и индуктивного характера и возможность независимой компенсации фазовых погрешностей элементов.

Показываются отличия рассматриваемых мостов от четырехплечих. Таблиц 2, иллюстраций 3, библиографий 5.

УДК 621.317.7

**Новый метод и аппаратура для воспроизведения напряжений (токов) частоты и фазы в диапазоне 0,001—1000 гц**

*С. А. Крамченко, Е. Д. Калтик*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 63.  
Рассмотрен новый метод воспроизведения напряжения (токов), частоты и фазы в диапазоне инфранизких частот 0,001—1000 гц, основанный на делении частоты в двухканальной системе с последующим преобразованием. Показано, что погрешности в диапазоне углов 0—360° не превышают 0,1%.  
Иллюстраций 9, библиографий 4.

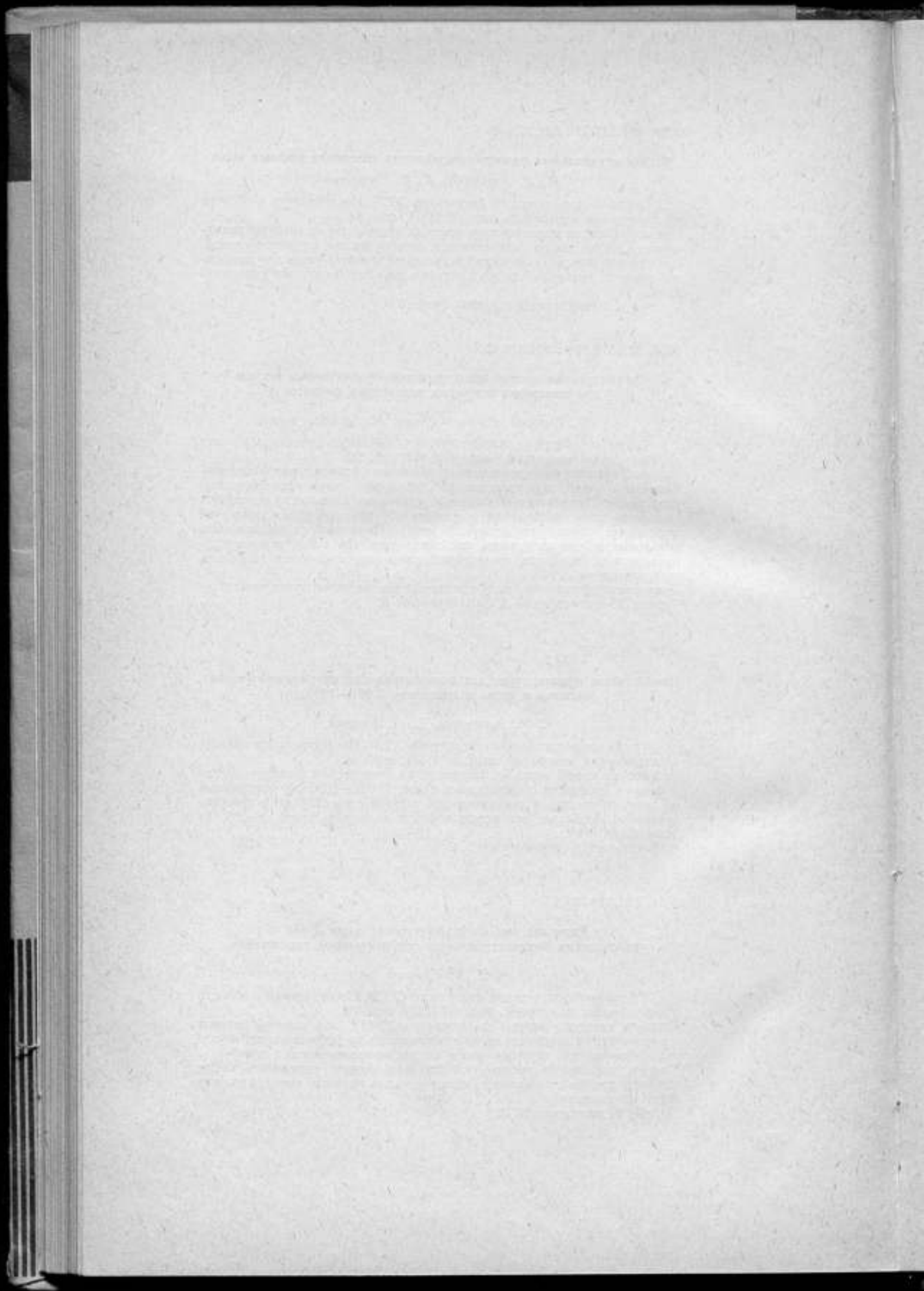
УДК 621.316.722.1

**Методика выбора стабилизаторов типа Д-818 при создании высокостабильных стабилизаторов напряжения**

*П. Н. Горюнов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 79.  
Описана методика выбора стабилизаторов Д-818, при которой исходит из зависимости температурного коэффициента от рабочего тока, и указана возможность использования их для метрологических целей. При окончательном выборе стабилизатора следует определить также скорость дрейфа его выходного напряжения во времени, которая должна быть минимальной.  
Таблиц 1, иллюстраций 3.





УДК 621.396.692.001.24 -

**Новая методика расчета емкости пленочных сопротивлений**

*М. С. Микитинский*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 84.  
Предложена методика определения емкости, шунтирующей сопротивление резистивного элемента, как результата суммирования «частичных» емкостей, образованных начальным участком поверхности резистора и всеми остальными участками. Данная методика позволяет осуществить предельный переход от дискретного к непрерывному распределению емкостей.  
Иллюстраций 3, библиографий 3.

УДК 621.317.6

**О погрешностях термоэлектрических компараторов**

*А. Я. Безикович, Д. И. Зорин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 88.  
Рассматриваются условия работы термоэлектрических компараторов повышенной точности и конструктивные элементы, определяющие основные их свойства. Приведены формулы для расчета погрешности и даны их значения.  
Таблиц 3, иллюстраций 2, библиографий 7.

УДК 621.317.7.089.6

**О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме**

*С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 111.  
Дан анализ методической погрешности, возникающей при автоматической поверке приборов непосредственной оценки в динамическом режиме. Выведены основные уравнения динамической погрешности и ее составляющих, оценены величины и соотношение последних между собой, сделаны практические выводы, которые необходимо учитывать при разработке соответствующей поверочной аппаратуры.  
Таблиц 3, иллюстраций 2, библиографий 2.

УДК 621.314.224

**Автономноповеряемые трансформаторы тока ТТП-6 и ТТП-7**

*И. В. Хахамов*

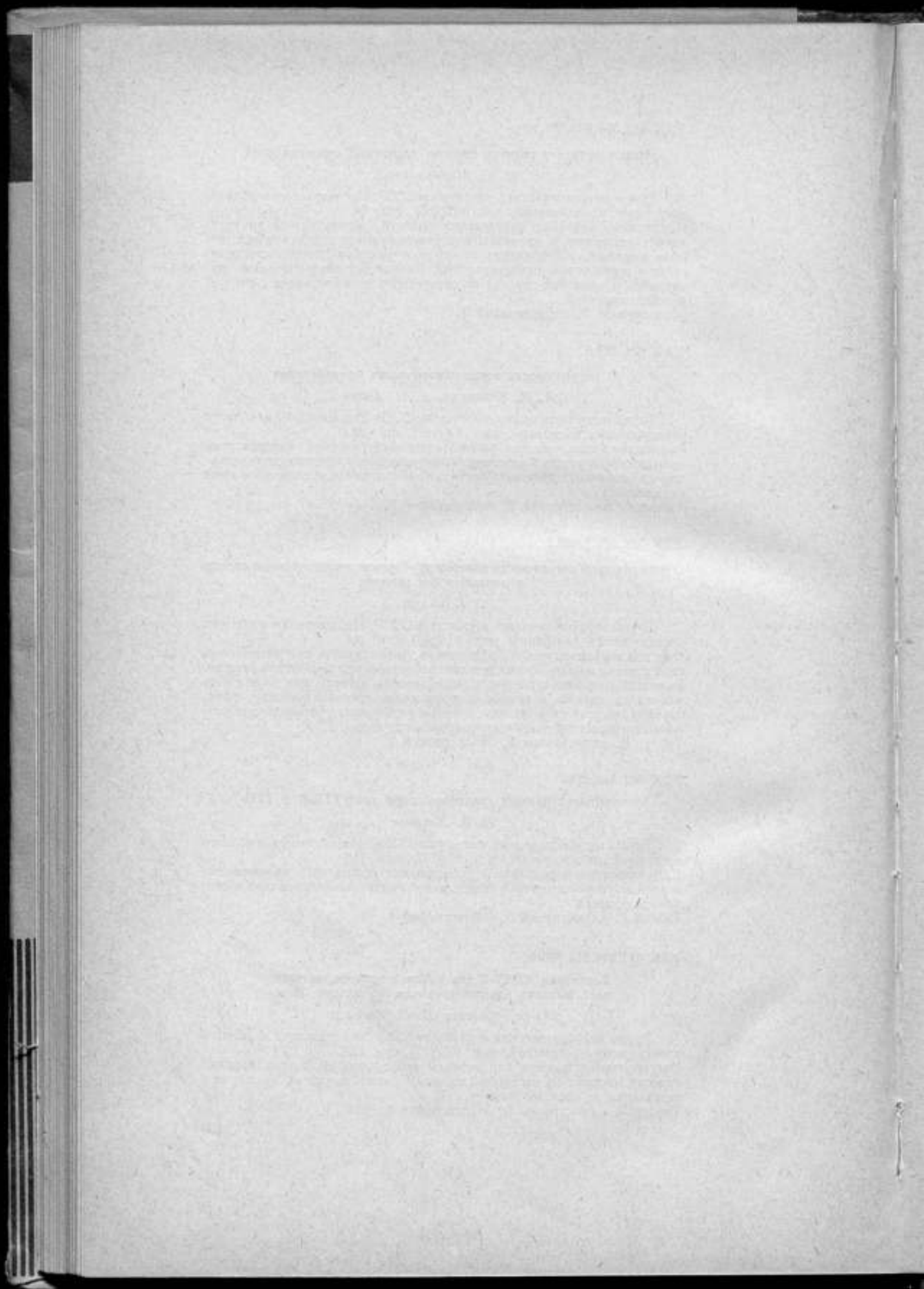
Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 118.  
Дано описание и результаты исследования образцовых автономноповеряемых трансформаторов тока с многосекционными первичной и вторичной обмотками.  
Таблиц 2, иллюстраций 6, библиографий 4.

УДК 621.314.224.089.6

**Установка УПТТ-4 для поверки трансформаторов тока высоких классов точности на частоте 50 гц**

*А. С. Румянцев, И. В. Хахамов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 126.  
Описывается установка для поверки трансформаторов тока высоких классов точности на частоте 50 гц, даны расчет основных элементов и результаты ее исследования.  
Таблиц 3, иллюстраций 5, библиографий 8.





УДК 621.314.224.8.088

**Экспериментальное определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока (ИТПТ) с параллельным соединением вторичных обмоток по магнитным характеристикам сердечников**

*А. Э. Векслер, В. В. Плетнев*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 137.  
Предлагается метод, позволяющий оценить погрешность ИТПТ и ее зависимость от измеряемого тока и вспомогательного напряжения по магнитным характеристикам сердечника. Экспериментальные данные, полученные этим методом, сравниваются с данными поверки трансформаторов по образцовой мере сопротивления. Рассмотрены погрешности метода.

Иллюстраций 6, библиографий 2.

УДК 621.314.224.8.088

**Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток**

*А. Э. Векслер*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 144.  
Дан анализ процессов перемагничивания сердечников измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением обмоток. Получено выражение, определяющее погрешность коэффициента преобразования измерительного устройства. Приводится оценка зависимости погрешности от измеряемого постоянного тока и эффективного значения вспомогательного переменного напряжения.

Иллюстраций 5, библиографий 5.

УДК (621.314.2 + 621.316.722.4).088.001.24

**Расчет погрешностей по результатам круговых сличений электрических масштабных преобразователей**

*И. В. Хахамов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 153.  
Выведены формулы для расчета погрешностей электрических масштабных преобразователей и других средств измерений по результатам круговых сличений и автономной или поэлементной поверки.

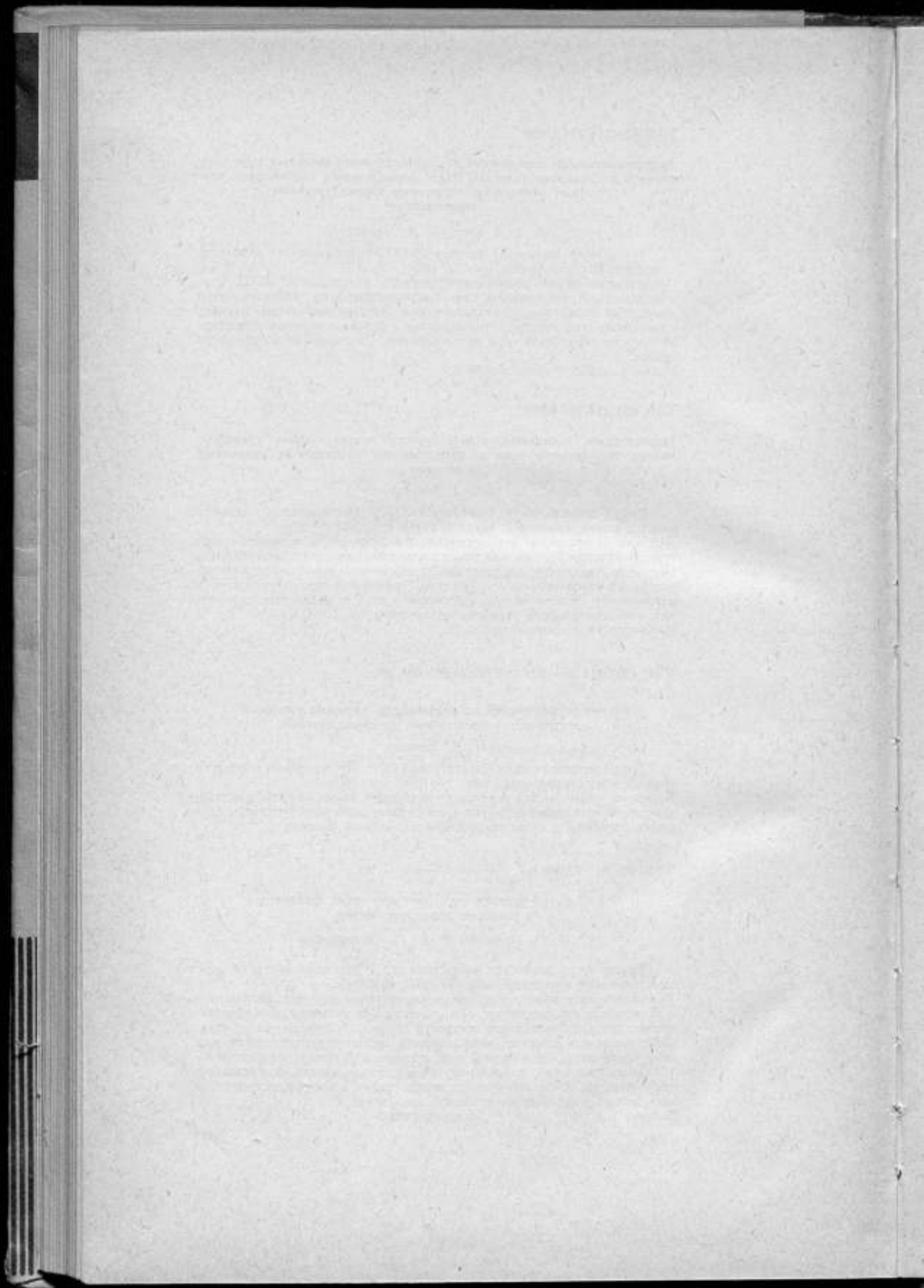
УДК 621.317.77.089.6

**Новый метод поверки электромеханических фазометров в широком диапазоне частот**

*О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 155.  
Рассматривается новый метод поверки электромеханических фазометров в звуковом диапазоне частот. Метод основан на применении термоэлектрического преобразователя мощности по способу равных температур. Действительное значение коэффициента мощности определяется как отношение активной и полной мощности цепи. В статье приводятся основные соотношения, характеризующие действие метода, и анализ его погрешностей. Даны конкретные рекомендации по осуществлению данного метода в серийно выпускаемой аппаратуре.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 3.



УДК 53.082.54

**Особенности работы реверсивных счетчиков  
при интерференционных измерениях**

*Д. И. Зорин, Ю. Н. Шестопалов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 162.  
Рассмотрена работа формирующих и счетных устройств реверсивного декадронного счетчика при малых отношениях сигнал—шум. Приведены результаты исследования и изложены требования к реверсивным счетчикам для интерференционных измерений.  
Иллюстраций 5, библиографий 3.

УДК 621.373.029.4.089.6

**Высокостабильный генератор звуковой частоты для поверочных целей**

*Д. И. Зорин, С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 172.  
Описывается разработанный во ВНИИМ высокостабильный по амплитуде генератор звуковой частоты, являющийся задающим элементом стабилизированного источника переменного тока для питания цепей поверяемых приборов. Приведены расчет основных параметров, а также результаты экспериментального исследования и принципиальная электрическая схема генератора и его основные технические характеристики.  
Таблиц 2, иллюстраций 8, библиографий 3.

УДК 621.317.773

**Точный фазоиндикатор нулевого сдвига для инфранизких частот**

*С. А. Кравченко*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 182.  
Рассмотрена проблема создания фазоиндикаторов нуля. Проанализированы чувствительность и погрешности фазоиндикаторов, работающих на принципе совпадения. Показано, что при чувствительности 0,02—0,03° погрешность фазоиндикатора равна  $\pm 0,1^\circ$ .  
Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 5.

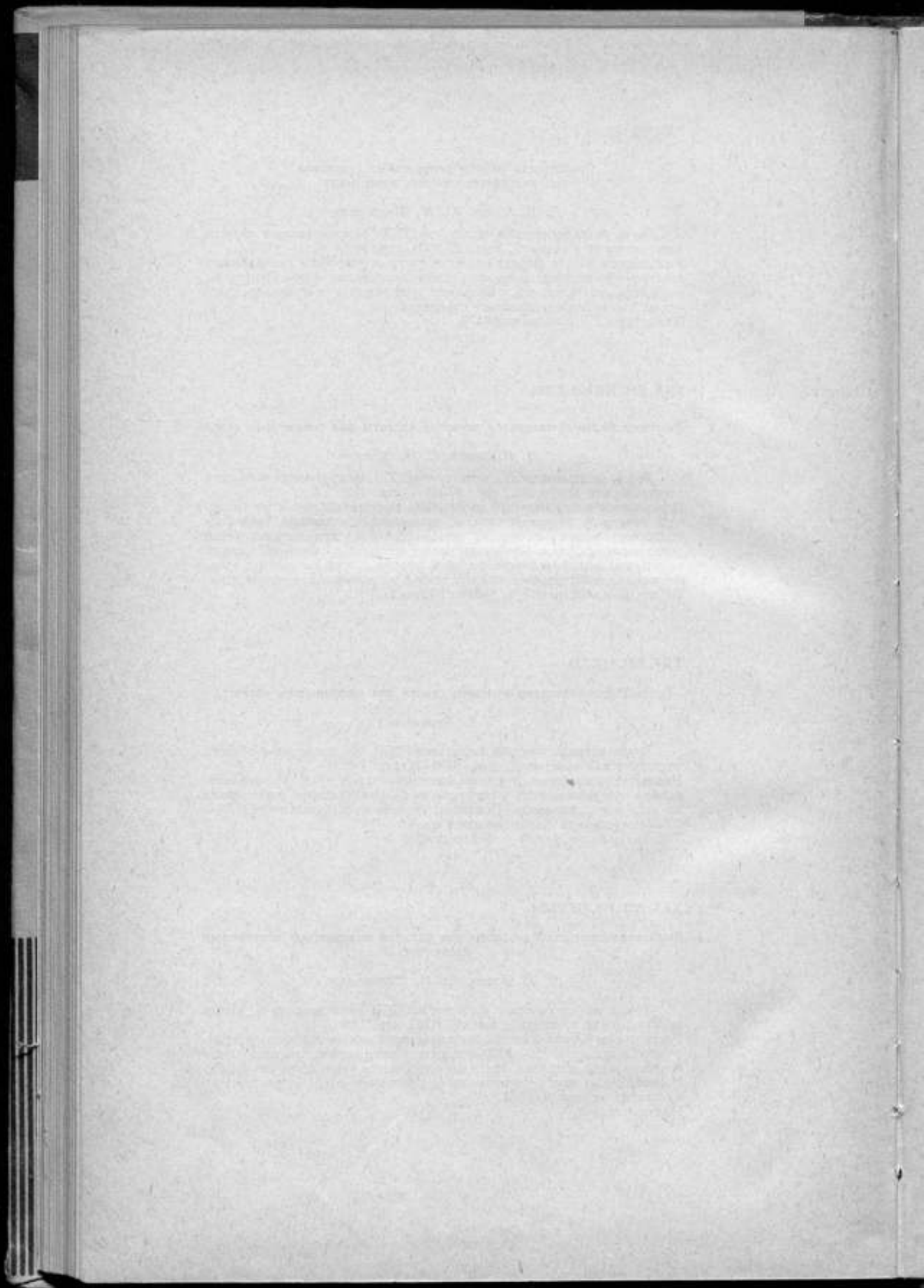
УДК 621.316.316.722.1

**Высоковольтные стабилизаторы для питания маломощных постоянных нагрузок**

*Д. И. Зорин, Ю. Н. Шестопалов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 188.  
Рассмотрены теория и схемы стабилизаторов, обеспечивающих регулируемое в пределах 750—1500 в выходное напряжение при постоянном сопротивлении нагрузки при изменении напряжения сети на  $\pm 10\%$ . Изменение выходного напряжения не превышает  $\pm 0,01\%$ , напряжение пульсаций меньше 0,001%.  
Иллюстраций 4.





УДК 621.375.016.2.089.6

Усилители мощности постоянного тока для поверки приборов

*Д. И. Зорин, С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 193.  
Рассмотрены высококачественные усилители мощности постоянного тока. Приведены их принципиальные схемы, основные технические характеристики с обоснованием методов повышения стабильности коэффициента усиления и уменьшения дрейфа нуля на выходе, а также результаты экспериментального исследования. Даны принципиальные схемы усилителей, основные технические характеристики и обоснованы методы повышения стабильности коэффициента усиления и уменьшения дрейфа нуля. Приведены основные результаты экспериментального исследования.

Иллюстраций 4.

УДК 53.083.4/5

Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-7

*Р. Ф. Ахмаев, Д. И. Зорин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 199.  
Даны описание и схема разработанного во ВНИИМ высокочувствительного селективного указателя равновесия для мостовых и компенсационных схем переменного тока с диапазоном частот от 40 гц до 100 кГц. Прибор выполнен по схеме регенеративного избирательного усилителя с двумя фазовращателями в цепи обратной связи и имеет на выходе электронно-лучевую трубку.

Иллюстраций 2.

УДК (621.382.23+621.385.2).016.2

Уравнение вольт-амперной характеристики электрического нелинейного элемента с носителями заряда, образующими систему многих частиц

*К. А. Резник*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 202.  
Показано, что в нелинейных диодах с потенциальным барьером, создаваемым пространственным зарядом, вольт-амперная характеристика выражается интегральной кривой распределения вероятностей. Определен вид характеристики для идеального и реального плоских диодов и для диода с цилиндрическими электродами. Приведен примерный расчет характеристик на основе конструктивных данных нескольких типов диодов. Показано, что теоретические характеристики совпадают со снятыми экспериментально на всем протяжении. Таблиц 2, иллюстраций 7, библиографий 8.

УДК 621.316.3 : 681.142.32

Методы анализа линейных электрических схем с применением цифровых вычислительных машин

*И. Я. Кавбанов*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 217.  
Рассмотрены вопросы использования цифровых вычислительных машин (ЦВМ) при анализе сложных линейных электрических схем. Дан анализ методов расчета цепей с точки зрения целесообразности их применения на ЦВМ. Приведены структурные схемы и расчетные формулы двух вычислительных алгоритмов, требующих незначительных затрат на ручное программирование и машинный счет. Иллюстраций 4, библиографий 7.





УДК 681.142.32.004.68

Модернизация электронной цифровой вычислительной  
машины «Минск-1»

*Б. В. Васильев*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 229.

Описаны изменения в схеме электронной вычислительной цифровой машины «Минск-1», направленные на расширение системы операций. Введены следующие типы операций: а) передача управления по содержанию седьмого разряда инструкции (используется для схемного обращения к интерпретирующей программе); б) формирования инструкции с выполнением ее в следующем цикле распределителя импульсов без записи в оперативное запоминающее устройство (используется для формирования переменных инструкций); в) условной передачи управления по содержанию второго адреса с изменением последнего на 0,1 или 2 (используется для организации циклов). Введение описанных типов операций существенно улучшило эксплуатационные качества электронной вычислительной цифровой машины «Минск-1».

Таблиц 1, иллюстраций 19.

УДК 537.713 : 538.3

Международная система единиц в электродинамике

*С. В. Горбачевич*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 97 (157), стр. 244.

Рассматриваются некоторые вопросы, возникающие в электродинамике при переходе от трехмерной системы единиц к четырехмерной.

Показано, что четырехмерная система (МКСА) не противоречит положениям электродинамики, что видно из рассмотрения тензора электромагнитного поля в указанной системе.

Это необходимо было показать, так как некоторые авторы обосновывают свои возражения против системы МКСА имеющимися в ней якобы противоречиями из-за неодинаковой размерности величин  $B$ ,  $H$ ,  $D$  и  $E$ . Библиографий 6.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 97 (157)

Редактор *Н. Н. Александрова*  
Техн. редактор *О. Г. Краль*  
Корректор *Л. Н. Панина*

М-12508. Сдано в набор 13/IV 1967 г.  
Подписано в печать 27/V 1968 г.  
Формат бумаги 70×108<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Печ. л. 17,25  
Усл. печ. л. 23,6. Уч.-изд. л. 22,4  
Тираж 2000 экз. Цена 2 руб. 35 к. п.  
Заказ 1545

Издательство стандартов  
Москва, К-1, ул. Щусева, 4

Ленинградская типография № 6  
Главполиграфпрома Комитета по печати  
при Совете Министров СССР  
Ленинград, ул. Моисеенко, 10

### ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
94	13 снизу	цель	цель
140	Подпись к рис. 3 4 строка снизу	ИТПТ 15 <i>a</i> /10 <i>a</i>	ИТПТ 15 <i>ka</i> /10 <i>a</i>
199	7 снизу	$C_2$	$C_1$
237	2 снизу	-0,5,	-05,
241	18 сверху	такте	такта

Сборник. Исследования в области электрических измерений.  
Выпуск 97/157/. Заказ 1545

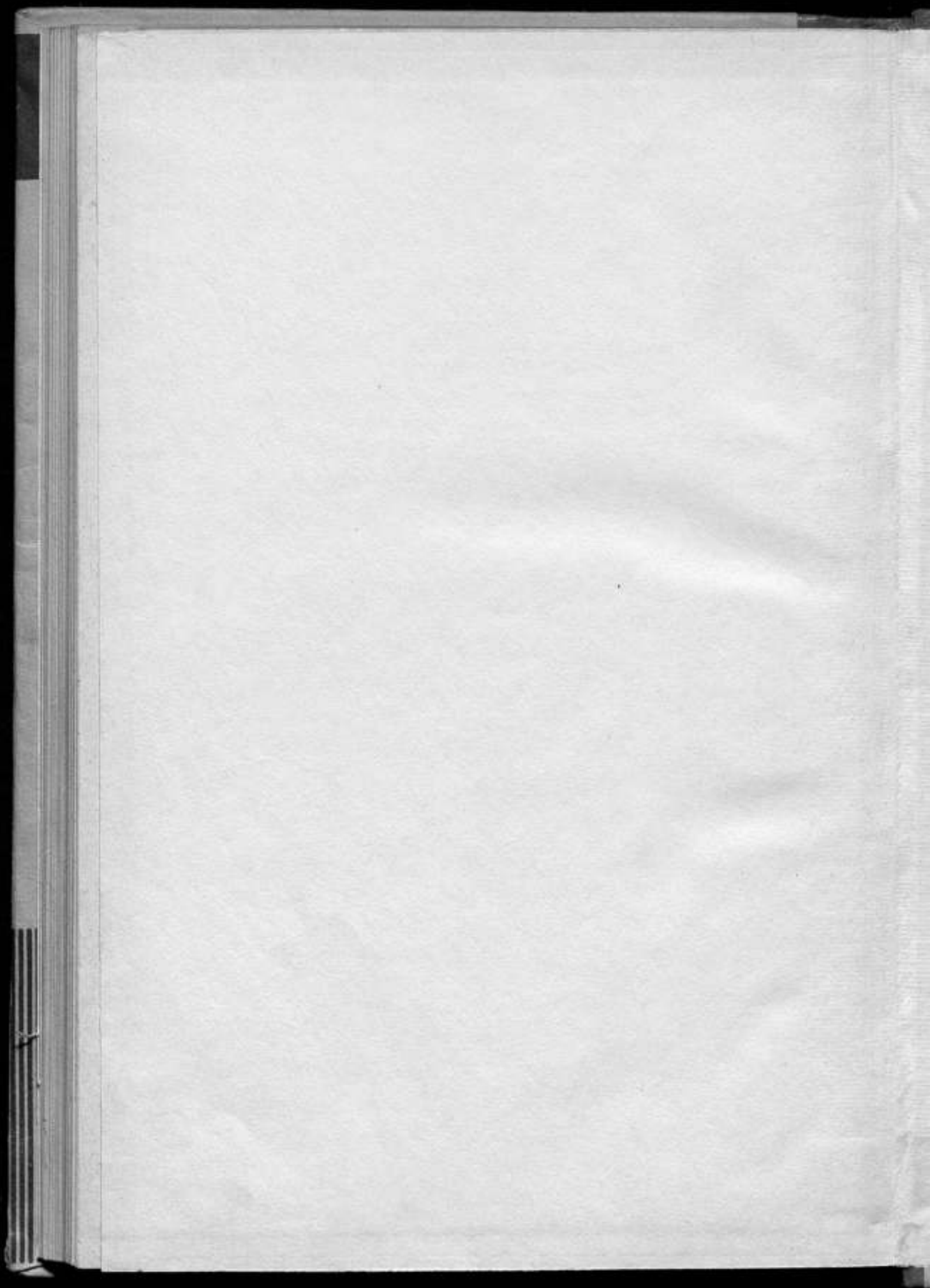


ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

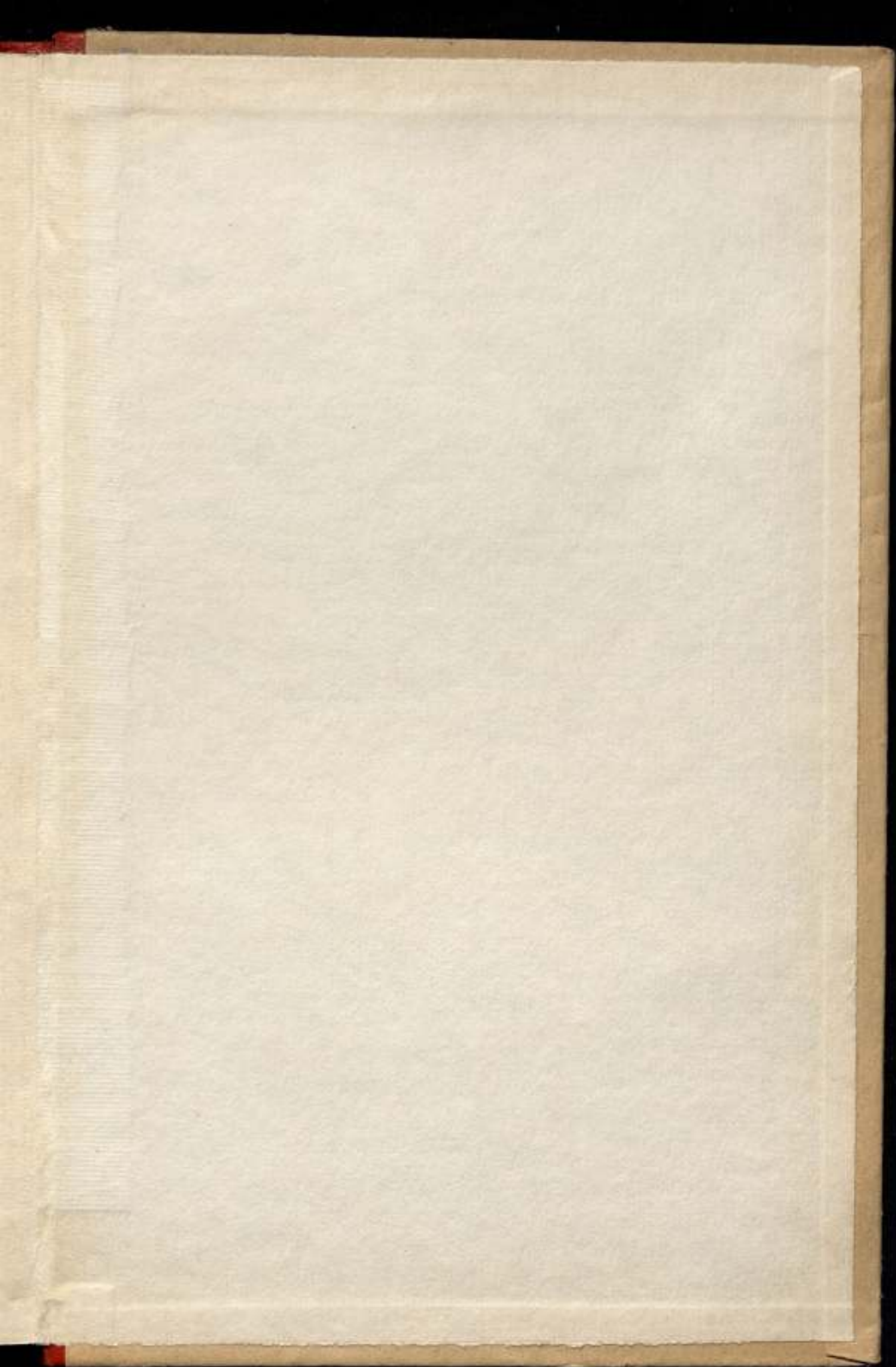
Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 97 (157)









2 р. 35 к.