

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

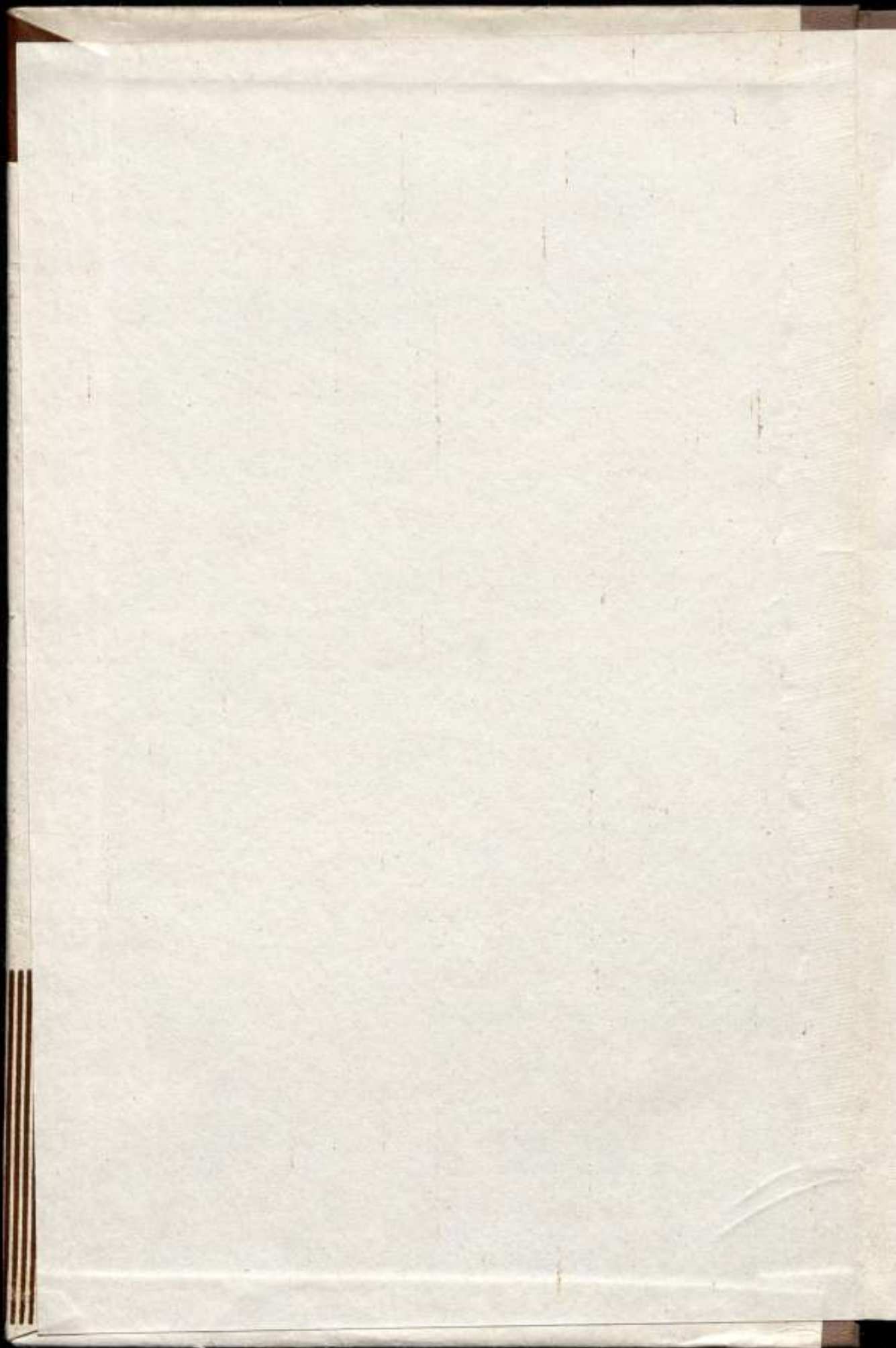
10/x1-70

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ

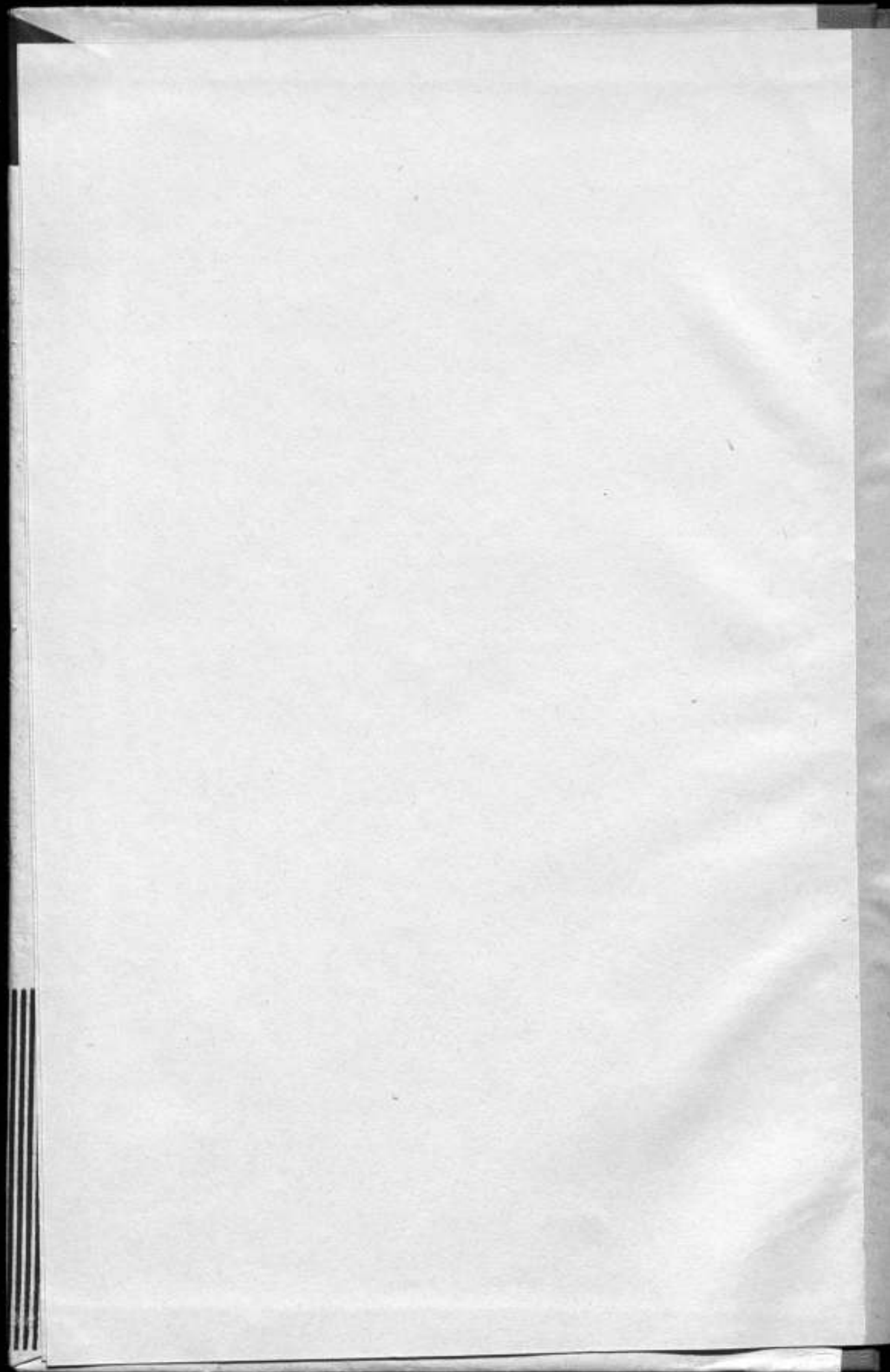
ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 117 (177)









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

---

ИССЛЕДОВАНИЯ  
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 117 (177)

*Под редакцией*  
д. т. н. Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКОЙ



ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ

МОСКВА — ЛЕНИНГРАД

1970

2  
17841 ж

Редакционный совет

П. Н. Агаецкий, Н. Н. Александрова, В. О. Арутюнов, С. В. Горбачевич,  
Е. Ф. Долинский, М. К. Жоховский, Л. М. Закс, В. В. Кандыба, Л. К. Каяк,  
И. И. Киренков, Д. К. Коллеров, К. П. Широков, Е. Г. Шрамков

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

## ПРЕДИСЛОВИЕ

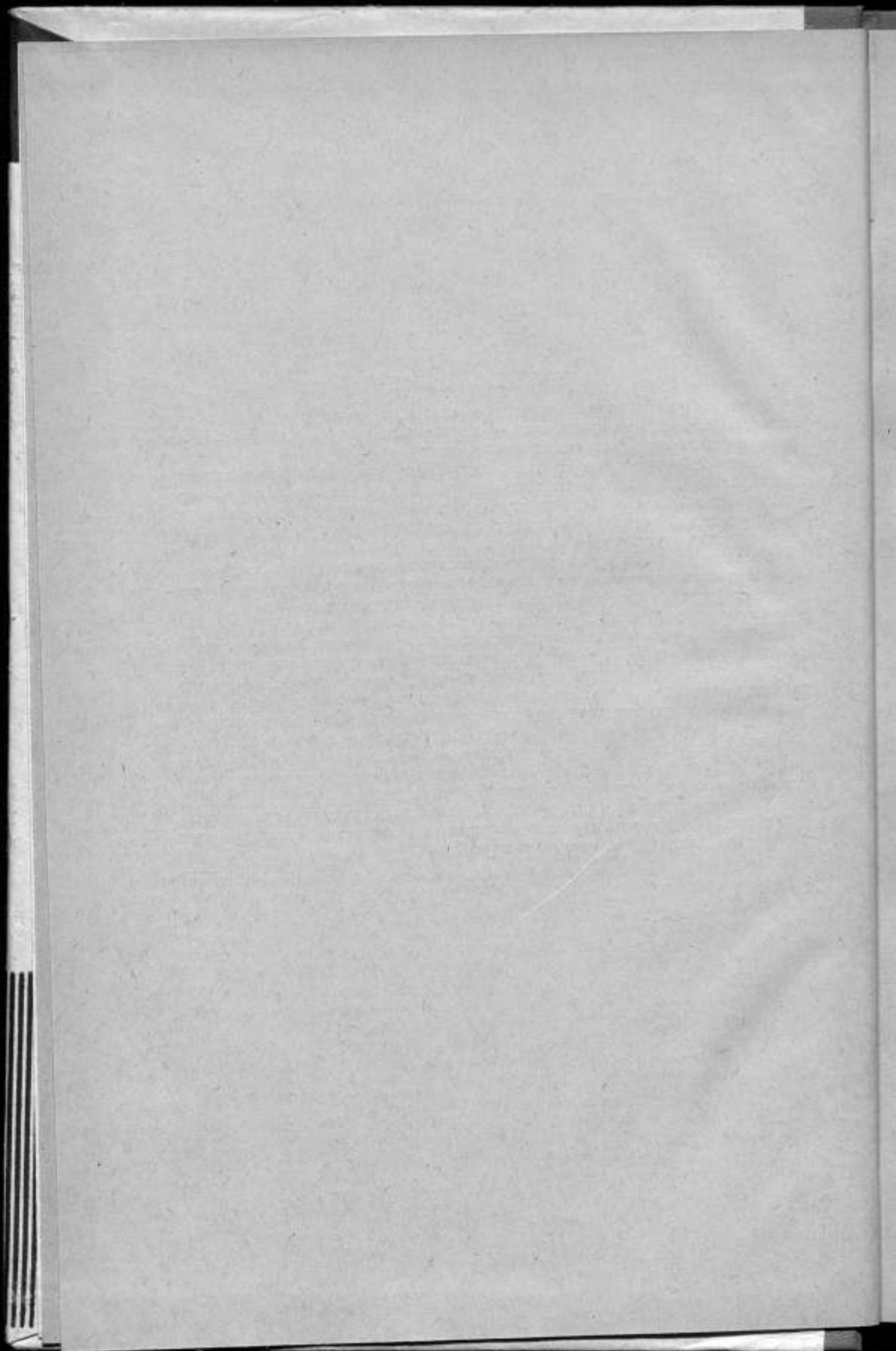
В настоящем сборнике приведены статьи, посвященные актуальным вопросам автоматизации процессов электрических измерений и поверок фазо- и электроизмерительных приборов.

В нескольких статьях сборника приводятся результаты исследования комплектной поверочной аппаратуры, такой как компараторы одновременного сравнения, установки для поверок стрелочных приборов на постоянном токе, аппаратура для ускоренного измерения сдвига фаз при инфразвуковых частотах и др.

Большая часть статей посвящена рассмотрению принципов построения и анализу погрешностей различных элементов автоматических измерительных устройств и устройств статистического анализа — интегрирующих аналого-цифровых преобразователей, преобразователей «напряжение—код», оптико-электронных считывающих устройств, фазовращателей следящего типа и др. В ряде работ этого направления приводится анализ некоторых элементов автоматических измерительных устройств в динамическом режиме и в переходном процессе, к ним относятся: статья с рассмотрением динамических свойств следящей системы автоматической поверочной установки, статья с оценкой погрешностей поверки электроизмерительных приборов в динамическом режиме, статьи с анализом переходных процессов в цепях с терморезисторами, широко применяемыми в измерительных и автоматических устройствах, и др.

Сборник рассчитан на широкий круг специалистов электроизмерительной техники, интересующихся вопросами автоматизации процессов электрических измерений и поверочных работ.

*Редактор*





О ПОСТРОЕНИИ АВТОМАТИЧЕСКИХ КОМПАРАТОРОВ  
ОДНОВРЕМЕННОГО СРАВНЕНИЯ

Вопрос создания устройств для автоматической поверки показывающих вольтметров и амперметров переменного тока, как уже было указано в литературе\*, упирается в отсутствие точных цифровых вольтметров переменного тока. Одним из наиболее реальных путей их создания является изготовление точных преобразователей напряжения переменного тока в постоянное (автоматических компараторов одновременного сравнения), используемых совместно с автоматическими цифровыми вольтметрами постоянного тока.

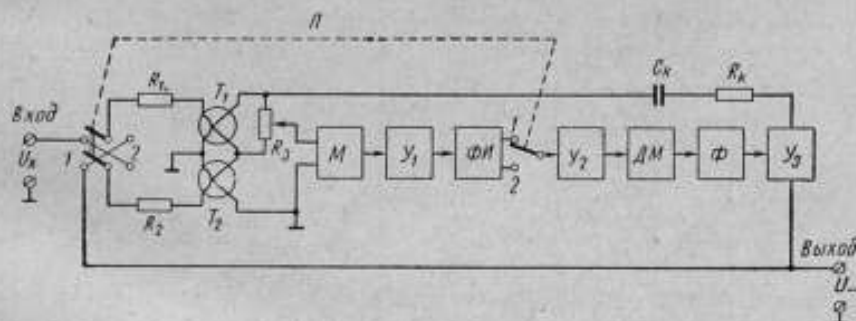


Рис. 1. Блок-схема преобразователя напряжения переменного тока в постоянное.

$T_1, T_2$  — термоэлектрические преобразователи;  $M$  — модулятор;  $U_1$  — предусилитель переменного тока;  $ФН$  — фазоинвертор;  $U_2$  — выходной усилитель переменного тока;  $ДМ$  — демодулятор;  $Ф$  — фильтр низких частот;  $U_3$  — выходной усилитель постоянного тока;  $П$  — переключатель;  $R_k, C_k$  — корректирующая цепь, обеспечивающая устойчивость преобразователя.

Во ВНИИМ создан преобразователь (рис. 1), анализ погрешностей которого\* показал, что он позволяет преобразовать действующее значение напряжения переменного тока в постоянное с погрешностью менее 0,05%. Его достоинством является простота, кроме того, он не требует предварительной калибровки, что важно для автоматизации поверки.

В первом положении переключателя  $П$  измеряемое напряжение переменного тока  $U_x$  поступает на вход термоэлектрического преобразователя  $T_1$ , а компенсирующее напряжение постоянного тока  $U_{-1}$  — на вход термоэлектрического преобразователя  $T_2$ . Во втором положении переключателя термоэлектрические преобразователи меняются местами:  $U_x$

\* Зорин Д. И., Таубе Б. С. Анализ погрешностей автоматических компараторов одновременного сравнения. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158), М.—Л., Издательство стандартов, 1968.

поступает на вход  $T_2$ , а  $U_{-2}$  — на вход  $T_1$ . Результат измерения при этом определяют как среднее арифметическое между  $U_{-1}$  и  $U_{-2}$ , измеренных цифровым вольтметром постоянного тока высокой точности.

Остаточная погрешность такого усреднения определяется выражениями:

при подобии вольт-амперных характеристик термоэлектрических преобразователей

$$\Delta' = \frac{f(U)(k_1 - k_2)^2}{2k_1^2 f'(U)} \left[ 1 - \frac{f''(U) \cdot f(U)}{f'(U)^2} \right],$$

при разных вольт-амперных характеристиках  $f_1(U)$  и  $f_2(U)$

$$\Delta'' = \frac{[f_1(U) - f_2(U)] [f_1'(U) - f_2'(U)]}{2f_1'(U)^2} - \frac{1}{2} [f_1(U) - f_2(U)]^2 \frac{f_1''(U)}{f_1'(U)^3},$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты преобразования термоэлектрических преобразователей.

При достаточной близости  $k_1$  и  $k_2$ , или  $f_1(U)$  и  $f_2(U)$ , эта погрешность может не превышать сотых долей процента, что подтверждается экспери-

Таблица 1

$U_x$	$U_{-1}$	$U_{-2}$	$\frac{U_{-1} + U_{-2}}{2}$	$\Delta = \left[ \frac{U_{-1} + U_{-2}}{2} - U_x \right]$
-------	----------	----------	-----------------------------	---

Первый эксперимент

0,1	0,0993	0,1007	0,1000	0,0000
2	2008	1991	19995	00005
3	3013	2984	29985	00015
4	4019	3978	39985	00015
5	5018	4978	4998	0002
6	6013	5982	59975	00025
7	7001	6994	69975	00025
8	7984	8012	7998	0002
9	8959	9037	8998	0002
1,0	9929	1,0068	99985	00015

Второй эксперимент

0,1	0,0973	0,1024	0,09985	-0,00015
2	1958	2038	1998	0002
3	2949	3047	2998	0002
4	3941	4053	3997	0003
5	4934	5061	49975	00025
6	5932	6064	5998	0002
7	6932	7064	6998	0002
8	7949	8047	7998	0001
9	8964	9034	8999	0001
1,0	9979	1,0016	99975	00025

ментами. При проверке брали любые термопреобразователи типа ТВБ-3 из разных заводских партий. В двух экспериментах погрешность не превысила 0,03% от максимального измеряемого значения; в третьем — погрешность достигла почти 0,2%.

Рассмотрим эти эксперименты подробнее. При первом эксперименте были использованы термоэлектрические преобразователи № 93 ( $T_1$ ) и № 106 ( $T_2$ ), во втором — № 84 ( $T_1$ ) и № 247 ( $T_2$ ). Измерения производили на постоянном токе, что правомочно, поскольку термоэлектрический преобразователь одинаково реагирует на переменный и постоянный ток. Результаты этих измерений (в вольтах) при помощи потенциометра Р309 класса 0,005 сведены в табл. 1.

Характер изменения остаточной погрешности для первого и второго экспериментов при изменении измеряемого напряжения показан на рис. 2а

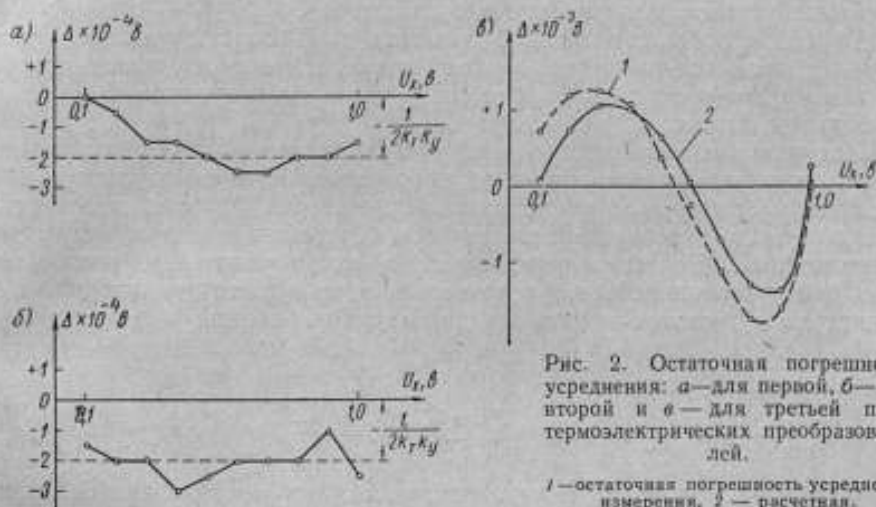


Рис. 2. Остаточная погрешность усреднения: а — для первой, б — для второй и в — для третьей пары термоэлектрических преобразователей.

1 — остаточная погрешность усреднения измерения, 2 — расчетная.

и б соответственно. Из рисунков видно, что погрешность отрицательна при всех  $U_x$  и колеблется около  $-2 \cdot 10^{-4}$  в. Это значение определяется погрешностью недокомпенсации, возникающей вследствие конечного значения коэффициента усиления усилителя постоянного тока и определяемой \* формулой

$$\Delta_{\text{недок}} = -\frac{1}{2k_1 k_y},$$

где  $k_1$  — коэффициент преобразования термоэлектрического преобразователя;

$k_y$  — коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

Для термоэлектрического преобразователя типа ТВБ-3 коэффициент  $k_1 \cong 10^{-2}$  в $^{-1}$ . При коэффициенте  $k_y = 250\,000$  погрешность недокомпенсации составляет  $\Delta_{\text{недок}} = -0,0002$  в (на рис. 2 а и б ее значение отмечено пунктирной линией). Следовательно, если увеличить  $k_y$  на порядок, то на этом графике ось абсцисс будет служить пунктирная линия, отстоящая от прежней оси абсцисс на  $(-2k_1 k_y)^{-1} = -0,0002$  в. При этом видно, что остаточная погрешность для первого эксперимента лежит в пределах  $+2 \cdot 10^{-4}$  в и  $-0,5 \cdot 10^{-4}$  в, а для второго — в пределах  $\pm 1 \cdot 10^{-4}$  в.

Возможности повышения коэффициента усиления ограничены в основном шумами усилителя. Шум усилителя, не несущий никакой информации,

\* См сноску на стр. 5.

накладывается на полезный сигнал, в результате чего размах суммарного сигнала значительно увеличивается. Зачастую шум превышает основной сигнал в несколько раз. При этом выходной каскад усилителя  $У_2$  переменного тока, работающий непосредственно на демодулятор ДМ, может ограничивать суммарный сигнал. В результате этих искажений постоянная составляющая на выходе фильтра  $\Phi$  демодулятора выделяется с ошибкой. Этот эффект проявляется в довольно резком снижении коэффициента усиления усилителя и приводит к погрешностям при преобразовании напряжения переменного тока в постоянное.

Все сказанное выше в равной степени относится к наводкам (сетевым и прочим). Следовательно, для повышения  $k_y$  необходимо уменьшать уровень шумов и наводок (например, подбором режимов работы элементов, стабилизацией этих режимов, экранированием, сужением полосы пропускания усилителя переменного тока и т. д.).

Другой мерой, позволяющей повысить коэффициент усиления усилителя  $k_y$ , является расширение динамического диапазона выходного усилителя переменного тока  $У_2$  (работающего на демодулятор ДМ), путем повышения питающего напряжения.

Под влиянием медленного дрейфа нуля и при наличии посторонних э. д. с. в цепи термоэлектрических преобразователей и модулятора  $M$  на выходе преобразователя происходит смещение нулевого уровня, что также может служить источником погрешности, особенно при малых измеряемых напряжениях. Действительно, если на входе усилителя постоянного тока существует некоторый источник э. д. с.  $e_{др}$ , то для входной цепи усилителя с достаточным основанием можно записать

$$e_1 - e_2 + e_{др} = \Delta e$$

или

$$k_T U_x^2 - k_T U_-^2 + e_{др} = \frac{U_-}{k_y},$$

где  $e_1$  и  $e_2$  — э. д. с. термоэлектрических преобразователей. Если пренебречь погрешностью недокомпенсации, то

$$k_T U_x^2 - k_T U_-^2 + e_{др} = 0,$$

отсюда

$$U_- = U_x \sqrt{1 + \frac{e_{др}}{k_T U_x^2}} = U_x \sqrt{1 + \frac{e_{др}}{e_1}}.$$

С погрешностью второго порядка это равенство можно переписать как

$$U_- = U_x \left( 1 + \frac{e_{др}}{2k_T U_x^2} \right).$$

Следовательно, абсолютная погрешность от влияния  $e_{др}$  будет  $\Delta_{др} = \frac{e_{др}}{2k_T U_x}$ . Эта погрешность увеличивается по мере уменьшения  $U_x$ . Так, при  $e_{др} = 1$  мкв и  $U_x = 0,1$  в  $\Delta_{др} = 5 \cdot 10^{-4}$  в (0,05% от  $U_{x \max} = 1$  в).

Рассматриваемый преобразователь позволяет в значительной степени избежать этого недостатка. Действительно, э. д. с.  $e_{др}$ , возникающая во входных цепях усилителя постоянного тока, при обоих положениях переключателя  $\Pi$  (рис. 1) не меняет своего знака, в то время как напряжение рассогласования  $\Delta e$  имеет в этих двух положениях разные знаки.

Запишем уравнения входной цепи для каждого положения переключателя:

для первого положения

$$k_T U_x^2 - k_T U_{-1}^2 + e_{дп} = 0,$$

для второго

$$k_T U_{-2}^2 - k_T U_x^2 + e_{дп} = 0.$$

Отсюда следует

$$U_{-1} = U_x \left( 1 + \frac{e_{дп}}{2k_T U_x^2} \right) \text{ и } U_{-2} = U_x \left( 1 - \frac{e_{дп}}{2k_T U_x^2} \right).$$

Нетрудно видеть при этом, что среднее арифметическое из результатов двух измерений будет

$$\frac{U_{-1} + U_{-2}}{2} = U_x.$$

Практически при некоторой неидентичности термоэлектрических преобразователей погрешность от  $e_{дп}$  будет устраняться не полностью, но при достаточной близости их характеристик это может вызвать лишь погрешность второго порядка по сравнению с  $\frac{e_{дп}}{2k_T U_x}$ .

Фазоинвертор *ФИ* позволяет на выходе преобразователя при обоих положениях переключателя *П* иметь напряжение постоянного тока одной и той же полярности, что удобно для дальнейшего измерения цифровым вольтметром.

Выходной усилитель постоянного тока  $У_3$  должен иметь малое смещение выходного уровня  $u_{см}$ . Это важно, поскольку выходное напряжение преобразователя не меняет своего знака, и, следовательно, вызванная смещением погрешность целиком войдет в результат измерения. Эту погрешность, очевидно, можно вычислить как

$$\Delta_{см} = \pm \frac{u_{см}}{2k_T k_Y U_x}.$$

При  $u_{см} = 100 \text{ мв}$  и  $U_x = 0,1 \text{ в}$   $\Delta_{см} = 0,0002 \text{ в}$  (0,02% от  $U_{x \text{ max}} = 1 \text{ в}$ ). Это видно из рис. 2а, так как при этом на выходе усилителя  $У_3$  (при отсутствии сигнала модуляции) было выставлено  $u_{см} = 100 \text{ мв}$ .

Большой интерес представляет рассмотрение результатов эксперимента с третьей парой термоэлектрических преобразователей № 475 ( $T_1$ ) и № 494 ( $T_2$ ). Эти результаты (в вольтах) сведены в табл. 2.

Таблица 2

$U_x$	$U_{-1}$	$U_{-2}$	$\frac{U_{-1} + U_{-2}}{2}$	$\Delta = \left[ \frac{U_{-1} + U_{-2}}{2} - U_x \right]$	$\Delta_{оу}$
0,1	0,0888	0,1123	0,10055	+0,00055	+0,00075
2	1793	2227	2010	0010	00120
3	2705	3316	30105	00105	00125
4	3635	4316	4009	0009	00110
5	4584	5419	50015	00015	00035
6	5570	6421	59955	-0,00045	-0,00025
7	6593	7380	69865	00135	00115
8	7664	8297	79805	00195	00175
9	8798	9166	8982	0018	00160
1,0	1,0010	9986	9998	0002	0

В крайнем правом столбце этой таблицы даны значения остаточной погрешности усреднения  $\Delta_{oy}$  за вычетом погрешности недокомпенсации  $(-2k_x k_y)^{-1} = -0,0002 \sigma$ , а на рис. 2  $\sigma$  (пунктиром) — характер погрешности  $\Delta_{oy}$ . Значение ее обусловлено большим различием характеристик термоэлектрических преобразователей. Это позволило достаточно точно вычислить по характеристикам  $T_1$  и  $T_2$  (табл. 3)  $\Delta_{oy}$  для данного случая по формуле, приведенной в указанной выше статье.\*

Таблица 3

$U_x, \sigma$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$e_1, мв$	0,102	0,495	1,139	2,030	3,152	4,494	6,037	7,751	9,613	11,617
$e_2, мв$	0,106	0,566	1,330	2,361	3,615	5,049	6,601	8,225	9,883	11,536

Поскольку в формуле остаточной погрешности имеются первая и вторая производные характеристик термоэлектрических преобразователей и их разности, то графическое дифференцирование здесь неприменимо, так как при этом полностью теряется достоверность получаемых результатов. Поэтому характеристики  $e_1 = f_1(U)$  и  $e_2 = f_2(U)$  аппроксимировали полиномом вида  $e = aU + bU^2 + cU^3$  с погрешностью, значительно меньшей  $\frac{e_1 - e_2}{e_1}$ .

Вычисленное значение остаточной погрешности усреднения (линия 2 на рис. 2в) достаточно близко к измеренному, что является подтверждением правильности аналитического выражения этой погрешности.

Таким образом, с помощью указанных аналитических выражений остаточной погрешности усреднения и имея характеристики термоэлектрических преобразователей, можно достаточно обоснованно выбрать нужную пару. Однако вычислительные операции здесь трудоемки и требуют большой затраты времени.

Практически о применимости пары термоэлектрических преобразователей можно судить либо по разности их т. э. д. с., либо непосредственно по результатам измерений на постоянном токе в самом преобразователе напряжения переменного тока в постоянное. Критерием годности может служить максимальная разность э. д. с. термоэлектрических преобразователей менее  $100 \div 150 \text{ мкв}$  (для первого эксперимента), либо максимальная разность между входным и выходным напряжениями преобразователя напряжения переменного тока в постоянное, меньшая  $1,5 \div 2\%$  от наибольшего измеряемого значения напряжения (для второго эксперимента). Экспериментальная проверка показывает, что пары термоэлектрических преобразователей с такой неидентичностью дают в рассматриваемом преобразователе остаточную погрешность усреднения менее  $0,01 \div 0,02\%$  от предельного измеряемого напряжения.

Следует заметить также, что, поскольку нас интересует преобразование напряжения, то весьма важно, чтобы входное сопротивление преобразователя оставалось постоянным при обоих циклах преобразования. В противном случае, при достаточном внутреннем сопротивлении источника, напряжение на входе при первом и втором циклах окажется разным, и возникнет дополнительная погрешность. Поэтому, при проверке годности пары термоэлектрических преобразователей сначала выравнивают их входные сопротивления при помощи сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  (например, мостовым методом). После этого входные зажимы термоэлектрических

\* См. список на стр. 5.

преобразователей соединяют в параллель и подают на них постоянное напряжение. Выходные зажимы соединяют последовательно таким образом, чтобы э. д. с. взаимно компенсировались, и определяют их разность с помощью микровольтметра или чувствительного усилителя постоянного тока. Далее выходные сигналы термоэлектрических преобразователей с помощью сопротивления  $R_z$  балансируют при напряжении постоянного тока, соответствующем максимальному измеряемому, и фиксируют разностную э. д. с. пары в 5-10 точках шкалы.

В том случае, когда имеется в наличии точный вольтметр постоянного тока (например, цифровой) или компенсатор, годность выбранной пары можно проверить непосредственно в преобразователе. Это дает достаточное представление не только об идентичности пары, но и о точности преобразователя в целом.

Простота построения рассмотренного преобразователя при высокой его точности позволяет надеяться, что он может найти применение в устройствах автоматической поверки и при точных измерениях на переменном токе.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

### ИНТЕГРИРУЮЩИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В АВТОМАТИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЕ ДЛЯ ТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В последнее время внимание разработчиков аналого-цифровых преобразователей все более привлекают методы, основанные на интегрировании измеряемой величины во времени. Повышенный интерес к этим методам определяется рядом положительных свойств, присущих интегрирующим преобразователям: высокой помехоустойчивостью, относительной простотой конструкции, возможностью измерения ряда дополнительных величин (частоты, периода, числа импульсов), что нередко имеет большое значение. Основное положительное свойство интегрирующего преобразователя — высокая помехоустойчивость вытекает непосредственно из его функции преобразования. Результат измерения  $X$  в устройствах, использующих интегрирующие преобразователи, представляется как интеграл от входного сигнала  $A(t)$  за некоторое постоянное время измерения  $T$ :

$$X = \int_0^T A(t) dt. \quad (1)$$

При постоянстве измеряемой величины  $A(t)$  во времени, время измерения  $T$  является коэффициентом пропорциональности между измеряемой величиной и результатом измерения. Очевидно, если на измеряемую величину наложена синусоидальная помеха, период которой  $T_0$  кратен времени измерения, в интегрирующем преобразователе она будет полностью подавлена. Если период  $T_0$  не кратен времени измерения, помеха полностью не будет подавлена, однако и в этом случае коэффициент ее подавления остается достаточно высоким. При наихудшем фазовом соотношении сигнала помехи относительно момента начала измерения абсолютная погрешность  $\Delta$  от влияния помехи не превышает [1]

$$\Delta = U_{\text{пм}} \frac{\sin 2\pi \frac{T}{T_0}}{\pi \frac{T}{T_0}}, \quad (2)$$

где  $U_{\text{пм}}$  — амплитуда помехи.

При времени измерения 1 сек и частоте помехи  $50 \pm 1$  гц минимальный коэффициент ее подавления составит 55 дБ. Известны методы [2], позволяющие довести этот коэффициент до 70–80 дБ при том же времени измерения 1 сек. Сочетание высокой помехозащищенности интегрирующих преобразователей с высокой точностью преобразования



дало возможность в последние годы ряду фирм США, Англии, Франции и Японии приступить к серийному производству интегрирующих цифровых вольтметров, имеющих погрешность  $0,01 \div 0,05\%$ . Дальнейшее повышение точности сопряжено с совершенствованием технологии и тщательностью изготовления как приборов в целом, так и применяемых элементов схем. В последних разработках все более широкое применение находят комбинированные методы измерений, объединяющие положительные свойства интегрирующих и потенциометрических методов аналого-цифрового преобразования. Сохраняя высокий коэффициент подавления помех, они позволяют достичь погрешности преобразования порядка тысячных долей процента (на постоянном токе) без предъявления жестких метрологических требований к интегрирующему преобразователю и уси-

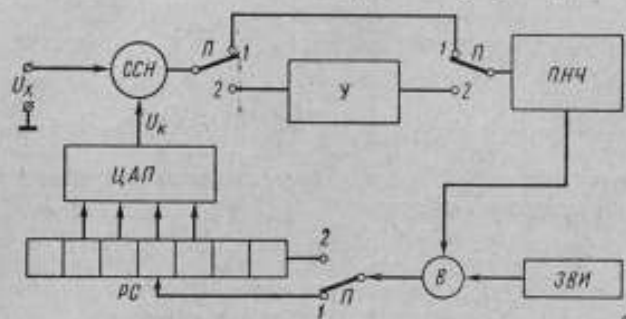


Рис. 1. Функциональная схема цифрового вольтметра постоянного тока, основанного на комбинированном методе измерения.

ССН — схема суммирования напряжений; У — усилитель постоянного тока; ПНЧ — преобразователь напряжения в частоту; П — переключатель; ЗВИ — задачник времени измерения; В — вольтметр; РС — реверсивный счетчик; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь.

лителю входных сигналов. Один из таких методов положен в основу интегрирующего цифрового вольтметра типа 3460А класса 0,005 [3].

На рис. 1 представлена упрощенная функциональная схема этого вольтметра. Процесс измерения разбивается на два этапа. В течение первого этапа измеряемое напряжение  $U_x$  поступает непосредственно на вход преобразователя напряжения в частоту ПНЧ (переключатель П в положении 1). Если коэффициент преобразования ПНЧ отличается от номинального значения  $K_n$  на  $\Delta K$ , то в первых четырех декадах реверсивного счетчика РС будет зарегистрировано число импульсов

$$N_1 = K_n(1 + \gamma_k) U_x, \quad (3)$$

где  $\gamma_k = \frac{\Delta K}{K_n}$  — относительная погрешность коэффициента преобразования.

На выходе цифро-аналогового преобразователя ЦАП с коэффициентом обратного преобразования  $K_{оп} = K_n^{-1}$  появится постоянное напряжение  $U_k$ , соответствующее числу  $N_1$  с погрешностью коэффициента обратного преобразования  $\gamma_{оп}$

$$U_k = K_{оп}(1 + \gamma_{оп}) N_1 = (1 + \gamma_{оп} + \gamma_k + \gamma_{оп}\gamma_k) U_x. \quad (4)$$

Пренебрегая в выражении (4) величинами второго порядка малости, получим

$$U_k = (1 + \gamma_{оп} + \gamma_k) U_x. \quad (5)$$

В течение второго этапа измерения (переключатель  $P$  в положении 2) на вход преобразователя ПНЧ поступает напряжение  $U_p$ , равное

$$U_p = U_x - U_k = (\gamma_{оп} + \gamma_k) U_x. \quad (6)$$

При измерении разностного напряжения на втором этапе преобразования чувствительность преобразователя увеличивается в 100 или 1000 раз, что условно проиллюстрировано на схеме рис. 1 включением дополнительного усилителя с коэффициентом усиления 100 или 1000.

Для сохранения масштаба преобразования величин  $U_x$  и  $U_p$  выход ПНЧ подключают ко второму входу счетчика, сдвинутому относительно первого в сторону младших разрядов на 2 или 3 декады соответственно увеличению чувствительности в 100 или 1000 раз. Если на втором этапе преобразования относительная погрешность  $K_n$  отличается от  $\gamma_k$  и составляет  $\gamma_k$ , то число импульсов, зафиксированное в счетчике в течение второго этапа, будет

$$N_2 = 1000K_n(1 + \gamma_k) U_p = 1000K_n(1 + \gamma_k)(\gamma_{оп} + \gamma_k) U_x. \quad (7)$$

Преобразуя выражение (7) и пренебрегая составляющими погрешности второго порядка малости, получим

$$N_2 = 1000K_n(\gamma_{оп} + \gamma_k) U_x. \quad (8)$$

Количество импульсов, зафиксированное в счетчике по истечении двух этапов измерения, является результатом измерения

$$N = 1000N_1 - N_2 = K_n \cdot 10^3(1 + \gamma_{оп}) U_x. \quad (9)$$

Как видно из выражения (9), погрешность от несоответствия коэффициента передачи интегрирующего преобразователя номинальному значению практически не оказывает влияния на окончательный результат измерения. Погрешность измерения определяется, в основном, погрешностью обратного цифро-аналогового преобразователя. Эта погрешность при использовании в обратном преобразователе прецизионных сопротивлений и качественного источника опорного напряжения может быть достаточно малой (порядка  $0,002 \div 0,005\%$ ), что и определит погрешность преобразователя в целом.

Как следует из изложенного, рассмотренный комбинированный метод пригоден только для измерения напряжения постоянного тока. Для измерения напряжения переменного тока служит другой метод комбинированного преобразования, разработанный во ВНИИМ\*. На рис. 2 изображена функциональная схема вольтметра, основанного на этом методе. Процесс измерения в нем также разбивается на два этапа. В течение первого этапа измерения на вход преобразователя переменного напряжения ППН с номинальным коэффициентом преобразования  $K_1$  подается измеряемое напряжение переменного тока  $U_x$ , которое преобразуется в напряжение постоянного тока, поступающее на вход ПНЧ. При номинальном коэффициенте  $K_2$  преобразователя ПНЧ количество импульсов, зарегистрированное в реверсивном счетчике РС, пропорционально удвоенному значению постоянного напряжения и, следовательно, удвоенному значению  $U_x$

$$N_1 = 2K_1K_2U_x = 2K_nU_x, \quad (10)$$

\* Таубе Б. С. Способ измерения напряжения переменного тока. Авторское свидетельство № 205139 от 26 сентября 1966 г. «Бюллетень изобретений», 1967 г., № 23; Таубе Б. С., Шапиро Е. З. Устройство для измерения напряжения переменного тока. Авторское свидетельство № 209581 от 26 сентября 1966 г. «Бюллетень изобретений», 1968 г., № 5.

где  $K_n$  — номинальный коэффициент передачи ППН и ПНЧ, включенных последовательно.

Если значение  $K_n$  отличается от номинального на  $\Delta K$ , то количество импульсов, зафиксированное в реверсивном счетчике РС в течение первого этапа измерения за время  $T_0$ , составит

$$N_1 = 2K_n(1 + \gamma_k)U_x \quad (11)$$

Число  $N_1$  фиксируется в схеме памяти ЦАП с коэффициентом преобразования  $K_{оп} = (2K_n)^{-1}$ , при этом на выходе ЦАП появляется соответствующее числу  $N_1$  напряжение  $U_1$  с погрешностью обратного преобразования  $\gamma_{оп}$ , которое можно определить из уравнений (4) и (5), приняв  $U_1 = U_k$ .

В течение второго этапа измерения на вход ППН подают напряжение  $U_1$  (переключатель П в положении 2). Счетчик РС реверсируется и

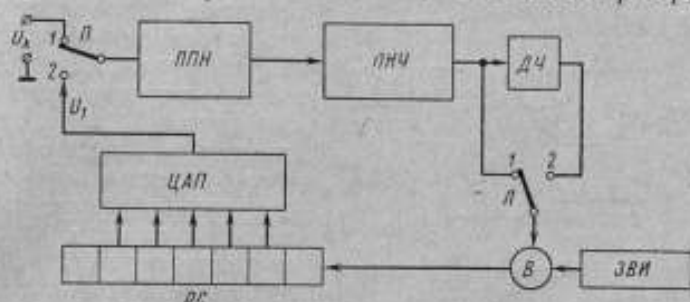


Рис. 2. Функциональная схема цифрового вольтметра переменного тока, основанного на методе комбинированного преобразования.

ППН — преобразователь напряжения в частоту; ДЧ — делитель частоты на два.

Остальные обозначения те же, что на рис. 1.

импульсы на его вход подаются с выхода делителя частоты на два. Число импульсов, поступивших на вход счетчика в течение второго этапа, составит

$$N_2 = K_n(1 + \gamma_k)(1 + \gamma_{оп} + \gamma_k)U_x \quad (12)$$

Пренебрегая составляющими погрешности второго порядка малости, получим

$$N_2 = K_n(1 + \gamma_{оп} + 2\gamma_k)U_x \quad (13)$$

Результатом измерения является число импульсов, зафиксированное в счетчике в течение двух этапов измерения

$$N = N_1 - N_2 = K_n(1 - \gamma_{оп})U_x \quad (14)$$

Как следует из выражения (14), погрешность устройства в целом, как и в предыдущем случае, определяется погрешностью обратного преобразователя. Если преобразователь напряжения переменного тока в постоянное одинаково реагирует на постоянный и переменный ток (например, линейный преобразователь эффективного значения напряжения), то в качестве  $U_1$  может быть использовано постоянное напряжение. В этом случае, как указано выше, погрешность  $\gamma_{оп}$  не превышает  $0,002 + 0,005\%$ . Если ППН не одинаково реагирует на сигнал постоянного и переменного тока (например, операционный детектор среднего значения), то в качестве  $U_1$  необходимо использовать переменное напряжение. Делитель опорного напряжения в этом случае может быть выполнен также на прецизионных манганиновых сопротивлениях или в виде индуктивного делителя высокого

класса точности. Очень сложно изготовить источник опорного напряжения переменного тока. Однако, как показывает анализ литературных данных [4], задача создания такого источника малой мощности на одну частоту и одно значение выходного напряжения с погрешностью, меньшей 0,01%, может быть решена.

Необходимо отметить, что с помощью рассматриваемого метода можно измерять и постоянное напряжение с погрешностью, не превышающей погрешности рассмотренного комбинированного метода. Однако время измерения в данном случае возрастает в несколько раз.

Как было показано, оба метода комбинированного преобразования основаны на применении преобразователя постоянного напряжения в частоту. Применение этих методов в значительной мере снижает требования к линейности характеристики преобразователя и долговременной

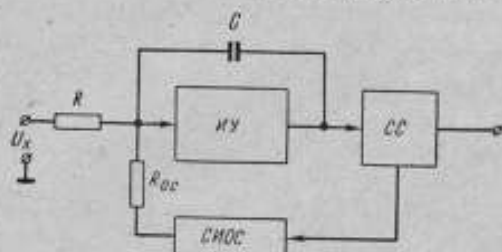


Рис. 3. Функциональная схема преобразователя напряжения в частоту.

ИУ — усилитель интегратора;  $R, C$  — сопротивление и емкость интегратора; СС — схема сравнения напряжений; СИОС — схема импульсной обратной связи;  $R_{oc}$  — сопротивление обратной связи.

стабильности его коэффициента передачи. Тем не менее к преобразователю предъявляется ряд таких серьезных требований, как воспроизводимость показаний между двумя циклами измерений, достаточная скорость установления показаний при скачкообразном изменении входного сигнала и большая крутизна передаточной характеристики. Кроме того, учитывая, что на базе преобразователя напряжения в частоту могут быть построены достаточно простые и дешевые цифровые вольт-

метры класса 0,05, можно утверждать, что разработка преобразователя напряжения в частоту высокого класса точности представляет самостоятельный интерес.

В настоящее время известно большое количество методов построения таких преобразователей. Как следует из работ [1] и [5], наиболее высокими метрологическими характеристиками обладают преобразователи с импульсной обратной связью. На рис. 3 представлена функциональная схема преобразователя. При подаче на вход интегратора измеряемого напряжения  $U_x$  на его выходе появляется линейно растущее напряжение, причем скорость его нарастания пропорциональна значению входного сигнала. При достижении напряжением на выходе интегратора уровня порога срабатывания схемы сравнения СС по сигналу от этой схемы формируется импульс обратной связи, полярность которого противоположна полярности входного сигнала. В течение длительности импульса обратной связи конденсатор  $C$  интегратора перезаряжается до некоторого уровня противоположной полярности. По окончании импульса обратной связи вновь начинается линейное нарастание напряжения на выходе интегратора, и процесс циклически повторяется. Частота повторения процесса перезаряда емкости интегратора и является выходным параметром преобразователя.

Физические процессы, протекающие в схеме преобразователя, достаточно полно рассмотрены в статьях [1] и [5]. Остановимся подробнее на анализе основных составляющих погрешности коэффициента преобразования и возможных путях их уменьшения.

Как следует из решения дифференциального уравнения, описывающего процесс перезаряда емкости интегратора, связь между частотой

импульсов на выходе схемы и измеряемым напряжением имеет вид

$$\bar{f} = (U_x + U_0) \frac{R_{oc}}{R} \cdot \frac{1}{S}, \quad (15)$$

где  $U_0$  — приведенное ко входу интегратора напряжение, определяемое дрейфом и шумами интегратора, а также порогом срабатывания схемы сравнения;

$$S = \int_0^{t_2} U_{oc}(t) dt \text{ — площадь импульса обратной связи.}$$

Преобразуя уравнение (15), получим выражение для статического коэффициента передачи преобразователя

$$K = \frac{\bar{f}}{U_x} = \left(1 + \frac{U_0}{U_x}\right) \frac{R_{oc}}{R} \cdot \frac{1}{S} \quad (16)$$

Погрешность коэффициента передачи определяется, в основном, влиянием трех факторов: нестабильностью величины  $U_0$ , непостоянством отношения сопротивлений  $R_{oc}/R$  и нестабильностью площади импульса обратной связи:

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta U_0}{U_x + U_0} + \frac{\Delta R_{oc}/R}{R_{oc}/R} + \frac{\Delta S}{S} \quad (17)$$

Нестабильность  $U_0$  определяется главным образом свойствами интегратора, в частности, его временным и температурным дрейфом и уровнем собственных шумов. К усилителю постоянного тока, входящему в интегратор, предъявляется специфическое требование — широкая полоса пропускания, что практически исключает возможность применения усилителей с модуляторами. В то же время получение малого дрейфа в усилителях с непосредственной связью является достаточно сложной задачей.

При исследовании нескольких схем усилителей постоянного тока (УПТ) с непосредственной связью с коэффициентом усиления  $1000 \div 2000$  и полосой пропускания  $0 \div 300 \cdot 10^3$  гц наиболее стабильным во времени и устойчивым к изменению температуры окружающей среды оказался дифференциальный усилитель. У этого усилителя в качестве входного эмиттерного повторителя и первого каскада усиления применены интегральные микросхемы, представляющие собой соответственно два транзистора, изготовленных на одном кристалле и соединенных коллекторами, и однокаскадный дифференциальный усилитель, также изготовленный на одном кристалле. Второй каскад усиления и выходные эмиттерные повторители выполнены на кремниевых высокочастотных транзисторах типа КТ301, причем транзисторы второго каскада подобраны по коэффициенту усиления по току  $\beta$  и току утечки  $I_{co}$ . На рис. 4 представлены полученные экспериментально кривые временного и температурного дрейфа УПТ. После получасового прогрева временной дрейф УПТ не превышает  $20$  мкв/ч. Температурный дрейф усилителя составляет  $8$  мкв/°С в области температур  $20 \div 30^\circ$  С и  $11$  мкв/°С в области  $30 \div 45^\circ$  С.

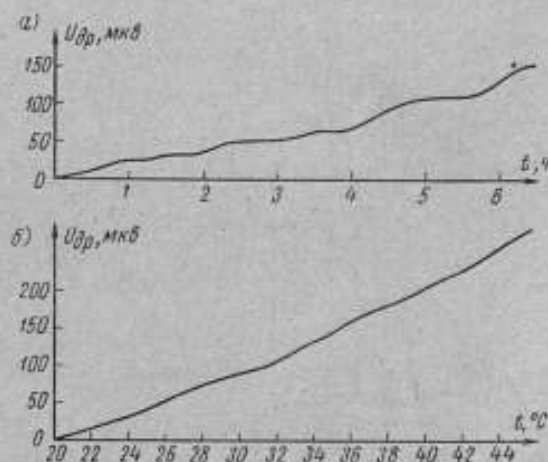


Рис. 4. Дрейф УПТ: а — временной и б — температурный.

Как следует из выражения (17), при номинальном напряжении на входе преобразователя  $U_x = 1$  в нестабильность частоты от изменения параметров усилителя составляет  $0,002 \div 0,003 \%/ч$  и примерно  $0,001 \%/^{\circ}C$ . Значительная погрешность возникает из-за собственных шумов УПТ, причем эта составляющая погрешности не компенсируется даже в комбинированных методах. Наибольшую опасность представляют низкочастотные составляющие шума с частотами, не превышающими единиц герц. Высокочастотные составляющие шума, так же как и внешняя помеха, подавляются самим интегрирующим преобразователем.

В рассматриваемом усилителе размах сигнала шума, приведенного ко входу, не превышает  $50 \text{ мкВ}$  и, следовательно, нестабильность коэффи-

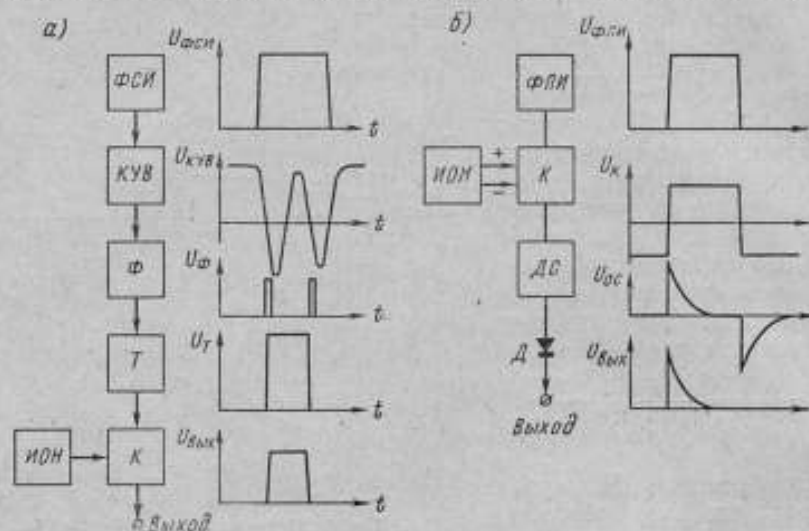


Рис. 5. Схема импульсной обратной связи: а — с разделным формированием длительности и амплитуды импульса; б — с формированием площади импульса.

ФСИ — формирователь стробирующего импульса; КУВ — контур ударного возбуждения; Ф — формирователь импульсов; Т — триггер; К — ключ; ФПИ — формирователь переключающего импульса; ИОН — источник образцового напряжения; ДС — дифференцирующая цепь; Д — диод.

циента преобразования из-за шумов усилителя при времени измерения  $1 \text{ сек}$  составляет  $0,003 \div 0,005 \%$ . Таким образом, можно считать, что суммарная погрешность, вносимая усилителем интегратора в коэффициент преобразования, не превышает в нормальных условиях  $0,01 \%$ . Вторая составляющая погрешности коэффициента преобразования определяется непостоянством отношения сопротивлений  $R_{ос}$  и  $R$ , которое возникает в результате временного и температурного ухода сопротивлений от номинального значения. Если в качестве сопротивлений  $R_{ос}$  и  $R$  использованы марганциновые сопротивления после старения с близкими ТКС, то погрешность от изменения их отношения становится пренебрежимо малой по сравнению с остальными составляющими погрешности. Обычно значение этой погрешности лежит в пределах  $0,001 \div 0,002 \%/^{\circ}C$ .

Наиболее значительной составляющей погрешности коэффициента преобразования является погрешность от нестабильности площади импульса обратной связи. Для формирования этого импульса в интегрирующих преобразователях используют в основном два вида схем: схемы с разделным формированием длительности и амплитуды импульса и схемы с формированием площади импульса как целого.

На рис. 5а представлена блок-схема и временная диаграмма одного из вариантов устройства с разделным формированием длительности и

амплитуды импульса. По сигналу от схемы сравнения запускается формирователь стробирующего импульса. На выходе формирователя появляется импульс, длительность которого на  $10 \pm 20\%$  больше желаемой длительности импульса обратной связи. Импульс формирователя подается на контур ударного возбуждения, собственная частота которого такова, что в течение длительности импульса формирователя в контуре происходит не более двух колебаний. Формирователь импульсов  $\Phi$  формирует из отрезка затухающей синусоиды на выходе контура два коротких импульса, промежуток времени между которыми равен периоду колебаний контура ударного возбуждения  $t_0$ . Эти импульсы поступают на триггер со счетным запуском, в результате чего с коллектора триггера снимается импульс, нормированный по длительности. В течение длительности импульса на коллекторе триггера на выход схемы подается через открытый транзисторный ключ  $K$  напряжение от источника опорного напряжения, представляющего собой параметрический стабилизатор на кремниевом термокомпенсированном стабилитроне. Таким образом, на выходе схемы появляется импульс, нормированный по длительности и амплитуде.

Исследования показали, что временной дрейф площади импульса обратной связи в такой схеме в течение 6 ч после получасового прогрева — порядка  $0,1\%$ , а температурный дрейф — порядка  $0,02 + 0,03\%/^{\circ}\text{C}$ . Объясняется это, главным образом, тем, что при малой длительности импульса обратной связи порядка  $10$  мксек значительная доля его заключена под фронтами. Температурная стабильность фронтов формирователя, триггера и ключа, как правило, невелика. Для обеспечения достаточной стабильности площади импульса эта схема требует применения высококачественных элементов цепи связи контура ударного возбуждения с выходом схемы.

Более простыми средствами решается задача получения импульса постоянной площади в схеме, изображенной на рис. 5б, где импульс получается на выходе дифференцирующей  $RC$ -цепи при переключении ее входа на два постоянных уровня напряжения разной полярности. В исходном состоянии вход дифференцирующей цепи подключен через транзисторный ключ к источнику образцового напряжения, например отрицательной полярности. По сигналу от схемы сравнения на выходе формирователя переключающего импульса, как и в случае схемы рис. 5а, формируется импульс, поступающий на транзисторный ключ  $K$ . На время действия переключающего импульса вход дифференцирующей цепи подключается к источнику образцового напряжения  $ИОН$  положительной полярности. При этом на выходе дифференцирующей цепи появляется положительный импульс, площадь которого определяется параметрами  $RC$ -цепи и уровнями источников образцового напряжения. Этот импульс через выходной диод  $D$  подается на сопротивление  $R_{\text{св}}$  интегратора. По окончании переключающего импульса на выходе дифференцирующей цепи появляется отрицательный импульс, диод  $D$  запирается, и отрицательный импульс на вход интегратора не поступает.

Анализ выражения для площади выходного импульса дифференцирующей цепи с учетом конечной длительности как переключающего импульса, так и его фронта позволяет установить основные источники нестабильности площади импульса обратной связи в данной схеме

$$S = U_0 \frac{RC}{RC - \tau} \int_0^{t_n} [e^{-t/RC} - e^{-t/\tau}] dt, \quad (18)$$

где  $t_n$  — длительность переключающего импульса;  
 $RC$  — постоянная времени дифференцирующей цепи;

$\tau$  — то же, фронта переключающего импульса;

$U_0$  — уровень перепада напряжения на входе  $RC$ -цепи.

Как следует из выражения (18), стабильность площади импульса обратной связи определяется стабильностью: уровней источников образцового напряжения, произведения  $RC$ , длительности и крутизны фронтов переключающего импульса:

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta U_0}{U_0} + \frac{\Delta RC}{RC} + \frac{t_n e^{-t_n/RC}}{RC(1 - e^{-t_n/RC})} \frac{\Delta t_n}{t_n} - \frac{t_n}{\tau} e^{-t_n/\tau} \frac{\Delta \tau}{\tau}. \quad (19)$$

Источники образцового напряжения представляют собой параметрические стабилизаторы напряжения, выполненные на термокомпенсированных стабилитронах. Если нестабильность напряжения, подаваемого на параметрические стабилизаторы, не превышает 0,1%, то временная нестабильность уровней опорного напряжения в течение 6 ч после получасового прогрева составляет 0,005%.

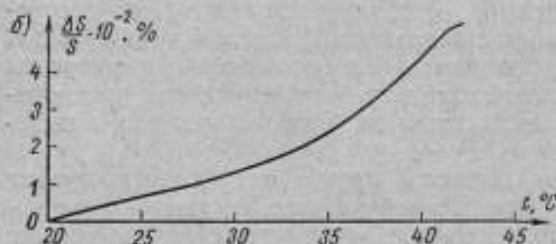
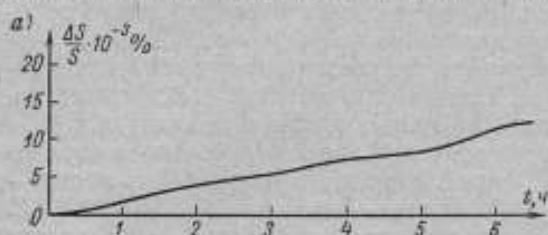


Рис. 6. Нестабильность площади  $S$  импульса обратной связи: а — временная, б — температурная.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) источников образцового напряжения определяется в основном значением ТКН стабилитронов и может иметь разный знак. В среднем это значение не превышает 0,003%/°С. Дифференцирующая цепь в схеме импульсной обратной связи должна быть выполнена на высокостабильных сопротивлениях и конденсаторах. При использовании микропроводочного сопротивления и конденсатора типа КСО группы Г температурный коэффициент произведения  $RC$  составляет 0,005–0,01%/°С. Если ТКН источников образцового напряжения и температурный коэффициент произведения  $RC$  имеют разные знаки, чего достигают подбором типа и рабочего тока стабилитронов, то общая температурная погрешность площади импульса обратной связи может быть значительно уменьшена.

Третий член в правой части выражения (19) характеризует относительное изменение площади импульса, вызванное нестабильностью длительности переключающего импульса. Влияние нестабильности переключающего импульса, формируемого блокинг-генератором, определяется отношением длительности импульса  $t_n$  к постоянной времени дифференцирующей цепи. При отношении  $t_n/RC = 7$  и нестабильности  $t_n = 2\%$ , что имеет место в реальных условиях, нестабильность площади  $S$  составит 0,01%.

Достоинством рассмотренной схемы импульсной обратной связи по сравнению со схемой с отдельным формированием длительности и амплитуды импульса является практически полное отсутствие влияния нестабильности фронта переключающего импульса. Как следует из рассмотрения четвертого члена выражения (19), при  $t_n/\tau = 100$  относительное изменение площади при изменении  $\tau$  на 100% составляет миллионные доли процента.



На рис. 6 приведены полученные экспериментально кривые временного и температурного дрейфов площади  $S$  для схемы с основными характеристиками:  $U_{0+} = U_{0-} = 9$  в;  $RC = 2$  мксек;  $t_{\text{н}} = 15$  мксек;  $\tau = 0,1$  мксек. Как видно из кривых, временная нестабильность площади импульса составляет  $\sim 0,002\%/4$ , а температурная  $0,005\%/^{\circ}\text{C}$ .

На базе рассмотренного выше интегратора и схемы импульсной обратной связи с дифференцирующей цепью был изготовлен и исследован макет преобразователя постоянного напряжения в частоту с коэффициентом преобразования  $20$  кГц/в. В комплекте с электронным счетчиком и задатчиком времени измерения преобразователь позволяет измерять постоянное напряжение обеих полярностей в диапазоне  $10$  мВ  $\pm 1$  в с приведенной погрешностью  $\delta$ , не превышающей  $0,05\%$ . На рис. 7 даны полученные экспериментально значения  $\delta$  преоб-

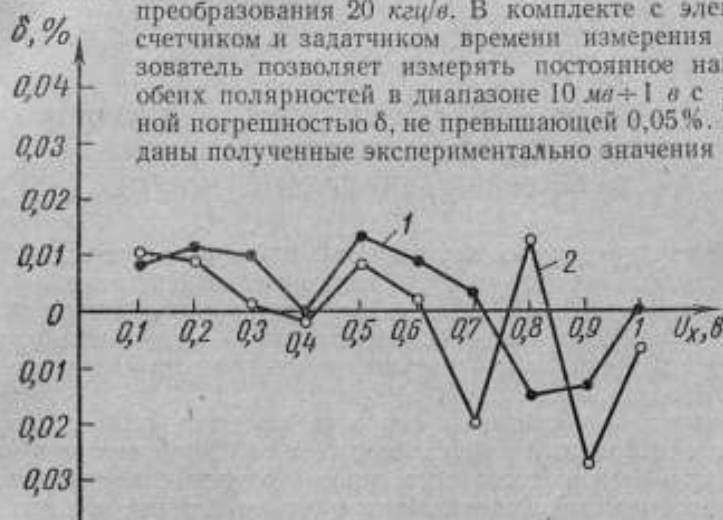


Рис. 7. Основная приведенная погрешность  $\delta$  преобразователя в диапазоне  $0,1-1$  в.

1 — для положительного и 2 — для отрицательного входного сигнала.

разователя в диапазоне  $100$  мВ  $\pm 1$  в для двух полярностей входного сигнала. Нестабильность коэффициента преобразования в течение  $1$  ч в нормальных условиях не превышает  $0,01\%$ . Для периодической коррекции значения коэффициента преобразования при длительной непрерывной работе преобразователь снабжен внутренним источником образцового напряжения.

Высокие метрологические и эксплуатационные характеристики, а также простота интегрирующих преобразователей подобного типа позволяют надеяться, что их применение в метрологической практике в сочетании с компенсационными методами измерения откроет широкие возможности для создания высокопроизводительной и точной автоматической поверочной аппаратуры.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Brenig H., Kürner H. Elektronische spannungs-frequenzumformer für die digitalmeßtechnik. ATM Lieferung 356, September, 1965.
2. McCullough W. R. A New and Unique Analog to Digital Conversion Technique Yields 1 ppm. Resolution and 0,005% Accuracy. IEEE. Trans. on Instrumentation. December, 1966.
3. Voltage to pulse rate converter. Английский патент № 893471 кл. G01 от 14 июля 1964 г.
4. Richman P. A. New Absolute A. C. Voltage Standard. IEEE International Convention Record, part 5, March, 1963.
5. Евланов Ю. Н., Харченко Р. Р. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсно-обратной связью. «Автометрия», 1968, № 1.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

### УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ДВУХ РАВНЫХ КВАДРАТУРНЫХ ВЕКТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Получение двух равных квадратурных векторов напряжения довольно часто необходимо в радио- и электронизмерительной технике.

В литературе [1] описан способ получения таких векторов с помощью применения фазосдвигающей  $RL$ -цепочки, где  $R$  — активное термосопротивление (термистор), а  $L$  — катушка индуктивности с ферритовым сердечником и подмагничивающей обмоткой.

Характерной особенностью ферритов является резкая зависимость их обратной магнитной проницаемости, а следовательно индуктивности катушки, от напряженности постоянного подмагничивающего поля [2], что позволяет путем изменения тока подмагничивания управлять параметрами цепей, содержащих магнитные элементы.

Изменение частоты нарушает равенство квадратурных векторов напряжения на элементах  $R$  и  $L$ . Для восстановления равенств указанных напряжений требуется регулировать ток через подмагничивающую обмотку.

При описанном в литературе [1] способе ток регулируют с помощью усилителя постоянного тока. В катодную цепь для получения входного постоянного напряжения усилителя, пропорционального разности напряжений на элементах  $R$  и  $L$ , включены широкополосные трансформаторы и диодные выпрямительные цепи. Из-за применения трансформаторов с повышением частоты фазовые и амплитудные искажения фазовращателя увеличиваются и, следовательно, уменьшается частотный диапазон.

Для расширения этого диапазона и уменьшения указанных искажений предложены схемы мостиковых фазосдвигающих устройств следящего типа (рис. 1).

В статье рассматриваются возможности построения указанных фазосдвигающих устройств и приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований.

Напряжение поступает через широкополосный трансформатор  $T_p$  на фазосдвигающее устройство мостикового типа, которое состоит из двух равных активных сопротивлений  $r_1$  и  $r_2$ , катушки индуктивности  $L$  (с подмагничивающей обмоткой  $L_1$ ) и термистора  $R$ .

Характерным для данных устройств является случай, когда

$$R = \omega L, \quad (1)$$

тогда напряжения  $U_R = U_L$ , и сдвиг фаз между ними будет

$$\varphi = \arctg \frac{R}{\omega L} + \arctg \frac{\omega L}{R} = 90^\circ.$$

Если  $r_1 = r_2$ , то

$$U_2 = \frac{1}{2} U_1 e^{2j \arctg R/\omega L},$$

и угол между ними  $\varphi_1 = 2 \arctg \frac{R}{\omega L}$  тоже равен  $90^\circ$  (рис. 2).

Если сопротивление  $R$  или индуктивность  $L$  — не управляемые, то с изменением частоты напряжения  $U_R$  и  $U_L$  изменяются по амплитуде, хотя сдвиг на  $90^\circ$  между ними сохраняется (пунктирные векторы на рис. 2). Но если  $R$  или  $L$  — управляемые, то при регулировании последних равенство напряжений  $U_R$  и  $U_L$  будет восстановлено с определенной точностью.

Термистор  $R$  — активный нелинейный элемент. Зависимость значения сопротивления термистора от температуры выражается уравнением

$$R = A e^{B/T}, \quad (2)$$

где  $A$  — постоянная, зависящая от материала полупроводника;

$B$  — постоянная, определяющая температурную чувствительность рабочего тела термистора;

$T$  — температура в абсолютных градусах.

Каждому значению силы тока термистора соответствуют его определенная температура и сопротивление. С увеличением силы тока через термистор увеличивается температура его рабочего тела и, согласно формуле (2), уменьшается его сопротивление, поэтому для термисторов типов ТП 2/2, ТП 6/2 в пределах рабочей области тока статизм вольт-амперной характеристики не превышает  $\pm 5\%$  (обычно термисторы указанного типа применяют для стабилизации напряжений [3]).

В нашем случае с увеличением частоты индуктивное сопротивление увеличивается и ток через  $RL$ -цепочку уменьшается. Уменьшение тока увеличивает сопротивление термистора, причем как реак-

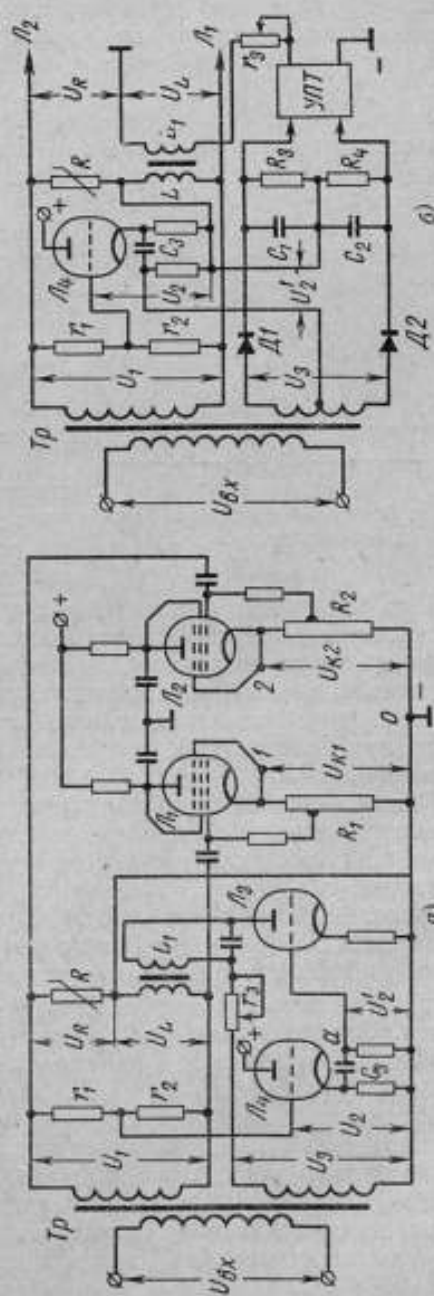


Рис. 1. Схемы фазосдвигающих устройств: а — с фазочувствительным усилителем, б — с дифференциальным фазовым детектором.

тивное, так и активное сопротивления увеличиваются одновременно. Поэтому разность между значениями сопротивлений  $R$  и  $X_L$  (и соответственно между напряжениями  $U_R$  и  $U_L$ ) будет меньше, чем в случае применения обыкновенного линейного активного сопротивления. Дополнительным регулированием значения активного или индуктивного сопротивлений можно значительно уменьшить указанную разность, т. е. получить высокую степень стабилизации квадратурных составляющих напряжения.

В схеме рис. 1 а для управления индуктивностью  $L$  предусмотрена подмагничивающая обмотка  $L_1$ . Подмагничивающий ток регулируется фазочувствительным усилителем, который состоит из трансформатора  $Tr$ , лампового триода  $\mathcal{L}_3$ , реостата  $r_3$  и подмагничивающей обмотки  $L_1$ .

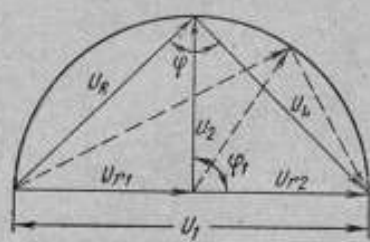


Рис. 2. Векторная диаграмма фазосдвигающих устройств.

Входным (сигнальным) напряжением фазочувствительного усилителя служит напряжение  $U_2$ , снимаемое с выходов  $a$  и  $o$  катодного повторителя  $\mathcal{L}_3$  и совпадающее по фазе с напряжением  $U_3$ , а источником анодного напряжения является напряжение  $U_3$ , снимаемое со вторичной обмотки трансформатора  $Tr$ .

В фазочувствительном усилителе по существу происходит выпрямление переменного тока с учетом его фазового сдвига, но одновременно с этим выпрямленное напряжение усиливается.

При совпадении фазы входного напряжения  $U_2$  с фазой анодного напряжения  $U_3$ , постоянная составляющая анодного тока достигает максимального значения равного  $I_1$ , когда же входное напряжение находится в противофазе с анодным, анодный ток отсутствует. Если входное напряжение сдвинуто относительно анодного на  $90^\circ$  (как было указано выше, это будет при условии (1)), постоянная составляющая анодного тока равна примерно  $\frac{1}{2} I_1$ .

Таким образом, при изменении фазы входного напряжения относительно анодного изменяется значение постоянной составляющей анодного тока в сопротивлении нагрузки, т. е. в подмагничивающей обмотке  $L_1$ .

Начальный ток через обмотку  $L_1$  (например, при средней частоте диапазона, когда  $U_R = U_L$ ) устанавливаются с помощью реостата  $r_3$ . При изменении частоты нарушается равенство квадратурных напряжений  $U_R$  и  $U_L$  и одновременно меняется фаза между входным  $U_2$  и анодным  $U_3$  напряжениями. Это вызывает такое изменение подмагничивающего тока через обмотку  $L_1$  и магнитной проницаемости катушки, т. е. значения индуктивности  $L$ , что равенство  $U_R$  и  $U_L$  будет восстановлено.

Кратность изменения частоты, в пределах которой может работать фазовращатель, практически зависит от граничной частоты ферритовых сердечников и находится в пределах 5-20.

Амплитудные и фазовые погрешности фазовращателя минимальны при больших сопротивлениях нагрузки [4, 5]. Поэтому напряжения с элементов  $R$  и  $L$  поступают на сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  через катодные повторители  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$ .

Входное сопротивление катодного повторителя при повышенных частотах носит емкостный характер и является нагрузкой фазовращателя.

Определим модуль коэффициента передачи  $K_n$  фазовращателя как отношение напряжений входного  $U_1$  и нагрузки  $U_n$ . Если выходным параме-

тром является напряжение на зажимах активного сопротивления  $R$ , то

$$\dot{K}_{n1} = 1 - \frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC} + j \frac{\omega L}{R(1 - \omega^2 LC)},$$

где  $C$  — динамическая входная емкость катодного повторителя.

Из этого выражения определим модуль и аргумент коэффициента передачи фазовращателя. При условии (1) получим

$$\left. \begin{aligned} K_{n1} &= \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC}\right)^2 + \left(\frac{1}{1 - \omega^2 LC}\right)^2}, \\ \varphi_1 &= \arctg \frac{1}{1 - 2\omega^2 LC}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Аналогично можно определить модуль и аргумент коэффициента передачи для случая, когда выходным параметром является напряжение на зажимах индуктивного сопротивления  $L$ . Тогда

$$\dot{K}_{n2} = 1 + \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega^2 LC - j \frac{\omega L}{R}},$$

и при условии (1) окончательно получим

$$\left. \begin{aligned} K_{n2} &= \sqrt{\left[1 + \frac{\omega^2 LC (\omega^2 LC - 1)}{1 + \omega^4 L^2 C^2}\right]^2 + \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{1 + \omega^4 L^2 C^2}\right)^2}, \\ \varphi_2 &= -\arctg \frac{1 - \omega^2 LC}{1 + 2\omega^4 L^2 C^2 - \omega^2 LC}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Катодные повторители собраны на лампах 6Ж5П. Динамическая входная емкость лампы незначительна, поэтому, согласно выражениям (3) и (4), амплитудная и фазовая погрешности фазовращателя будут минимальными (при  $f = 30$  кГц и  $L = 50$  мкГн погрешность  $90^\circ$ -го сдвига  $\Delta\varphi \approx 6'$ ).

Для нормального режима лампы  $L_3$  анодное напряжение должно быть не меньше номинального. Обмотка трансформатора с выходным напряжением  $U_3$  имеет определенное сопротивление, поэтому эквивалентное сопротивление источника питания  $Z_n$  увеличивается.

Из анализа погрешностей фазовращателей [5] видно, что в  $RC$ -цепочке при  $R = 0$  и  $Z_n = \infty$  погрешность фазовращателя  $\Delta\varphi_n$  (некоторый начальный сдвиг фаз, зависящий от частоты и сопротивления источника питания) будет

$$\Delta\varphi_n = -\arctg \frac{z_n}{X_C}.$$

Аналогично для  $RL$ -цепочки при  $R = 0$  получим

$$\Delta\varphi_n = -\arctg \frac{z_n}{X_L}.$$

В результате погрешности  $\Delta\varphi_n$  появляется амплитудная погрешность, т. е. разность между квадратурными составляющими напряжения  $U_{k1}$  и  $U_{k2}$ , которая будет тем больше, чем шире частотный диапазон и чем ниже коэффициент усиления фазочувствительного усилителя.

Выполнить трансформатор с выходным понижающим напряжением и довести  $\Delta\varphi_n$  до минимума возможно в том случае, если вместо фазочувствительного усилителя будет применен дифференциальный фазовый демодулятор, при помощи которого можно преобразовать сдвиг фаз между двумя напряжениями в изменение амплитуды выходного напряжения.

На рис. 1б изображена схема фазовращателя с указанным демодулятором. Сигнальное напряжение  $U_2$ , совпадающее по фазе с напряжением  $U_2$ , на модулятор подается с выходов катодного повторителя  $L_4$ , имеющего высокое входное сопротивление. Если между напряжениями  $U_2$  и  $U_3$  угол  $\varphi_1 = 0$ , то к первому диоду приложена амплитуда, равная  $2U_m$ , а на втором диоде напряжение равно нулю:

$$U_{d1} = 2U_m \sin \omega t, \quad U_{d2} = 0;$$

при  $\varphi_1 = \pi$  получим

$$U_{d1} = 0, \quad U_{d2} = -2U_m \sin \omega t,$$

а при  $\varphi_1 = \pi/2$  напряжения на обоих диодах одинаковы и равны  $U_m$ . Приложенные к диодам напряжения зависят от угла  $\varphi_1$  между напряжениями  $U_2$  и  $U_3$ , в результате выпрямленные напряжения на  $R_3$  и  $R_4$  тоже зависят от сдвига фаз  $\varphi_1$ .

В схеме рис. 1б для управления индуктивностью  $L$  применен усилитель постоянного тока (УПТ).

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований описанных фазовращателей.

Управляемая индуктивность была выполнена на тороидальном ферритовом сердечнике с динамической магнитной проницаемостью  $\mu = 2000$  и индуктивностью  $L = 50$  мкн. Применены: термистор типа ТП 2/2, ламповый двойной триод 6НЗП (для схемы рис. 1а),  $r_1 = r_2 = 60$  ком,  $R_3 = R_4 = 30$  ком,  $C_1 = C_2 = 200$  пф,  $C_3 = 20$  мкф. Усилитель постоянного тока собран на лампах 6Н1П.

Переменные напряжения определены на установке типа УПИМА-2 [6], предназначенной для измерения малых переменных токов и напряжений, а угол между напряжениями определен на установке типа УПФ-3 для проверки фазометров.

На рис. 3а приведены кривые зависимости квадратурных составляющих  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  и сдвига фаз между ними от частоты для схемы рис. 1а ( $U_1 = 2$  в,  $U_3 = 120$  в), а на рис. 3б — для схемы рис. 1б ( $U_1 = 2$  в,  $U_3 = 1$  в). Квадратурные составляющие напряжения  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  снимали с выходов 1—0 и 2—0.

Уменьшение разности между квадратурными составляющими  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  (рис. 3б) объясняется уменьшением погрешности  $\Delta\varphi_0$  и применением усилителя постоянного тока, имеющего высокий коэффициент усиления.

Следует отметить, что при использовании управляемых индуктивностей как активное сопротивление обмотки, так и межвитковая емкость оказывают влияние на фазовращатель. При малых значениях переменной составляющей индукции наблюдается большая зависимость потерь от постоянной составляющей напряженности поля [7, 8]. Поэтому с увеличением частоты квадратурные составляющие  $U_L$  и  $U_R$  уменьшаются, а угол между ними увеличивается. На частоте 30—40 кГц погрешность 90°-го сдвига между напряжениями  $U_L$  и  $U_R$  (соответственно  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$ ) достигает 45'—50' (рис. 3), что для точных фазовращателей недопустимо.

Для компенсации частотных погрешностей была предложена и исследована схема фазовращателя с корректирующей  $R_2L_2$ -цепочкой, включенной параллельно  $RL$ -цепочке (рис. 4а,  $R_2 = 18$  ком,  $L_2 = 6$  мкн). Пунктирные векторы  $U_{L1}$  и  $U'_R$  (рис. 4б) показывают изменения квадратурных составляющих  $U_L$  и  $U_R$  при увеличении частоты без применения корректирующей цепочки. Разность между составляющими  $U_{L1}$  и  $U'_R$

(соответственно  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  рис. 3) в основном объясняется наличием зоны нечувствительности (угол  $\alpha$ ) усилителя, которая в свою очередь зависит от коэффициента усиления усилителя.

При использовании корректирующей  $R_2L_2$ -цепочки на катодные повторители  $L_1$  и  $L_2$  подаются напряжения  $U_L$  и  $U_{R1}$ , угол между которыми при увеличении частоты уменьшается, и тем самым компенсируется угло-

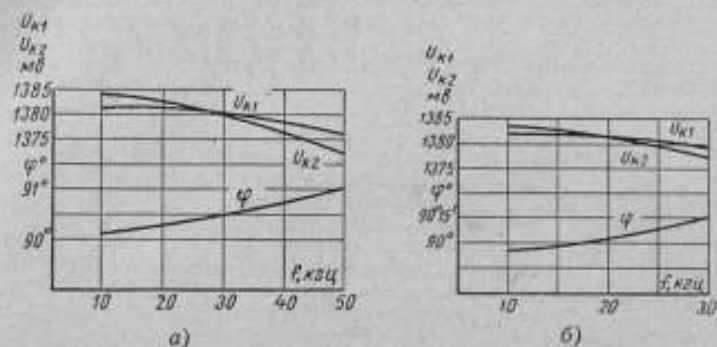


Рис. 3. Зависимость квадратурных составляющих напряжения и сдвига фаз между ними от частоты: а—для схемы рис. 1 а, б—для схемы рис. 1 б.

вая погрешность фазовращателя, а возрастанием составляющей  $U_{R1}$  компенсируется амплитудная погрешность.

Применением корректирующей цепочки не представляется возможность

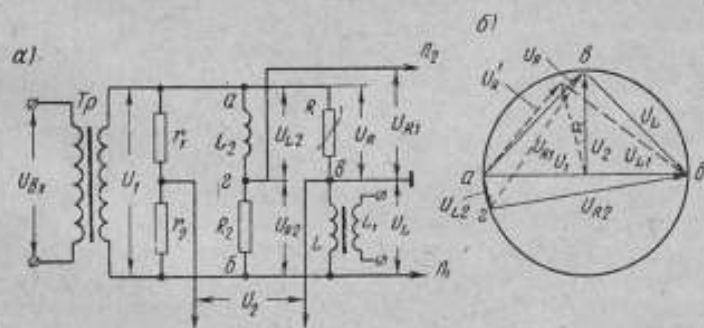


Рис. 4. Фазосдвигающее устройство с корректирующей  $R_2L_2$ -цепочкой: а — схема, б — векторная диаграмма.

во всем диапазоне частот полностью компенсировать амплитудные и фазовые погрешности фазовращателя, но их можно значительно уменьшить.

Таким образом, с помощью описанных фазовращателей можно получить автоматическое равенство квадратурных составляющих напряжения с погрешностью  $0,2 \div 0,4\%$  и сдвига фаз между ними с погрешностью  $5' \div 20'$  в широком диапазоне частот (до  $40 \div 50$  кГц).

Преимуществом предлагаемых схем является их простота, отсутствие механически регулируемых элементов и уменьшение амплитудных и фазовых погрешностей.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гладский А. И., Кадук Б. Г. Устройство для осуществления сдвига на  $90^\circ$  между двумя равными по амплитуде напряжениями в широком диапазоне частот. «Измерительная техника», 1965, № 7.
2. Поливанов К. М. Ферромагнетики. М., Госэнергоиздат, 1957.
3. Полупроводниковое термосопротивление. Сборник статей под редакцией Б. С. Сотскова. М., Госэнергоиздат, 1959.
4. Гадахова О. П. Разработка и исследование точных методов и образцовой аппаратуры для измерения коэффициента мощности. Автореферат диссертации. ВНИИМ, 1965.
5. Рождественская Т. Б., Хачатуров Б. М. Анализ погрешностей фазовращателей на  $RC$ -элементах. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.
6. Рождественская Т. Б., Теллинский А. М. Образцовая установка для проверки микроамперметров и милливольтметров переменного тока. «Новые измерительные приборы и методы их поверки», вып. 7. М.—Л., Стандартгиз, 1961.
7. Чечурина Е. Н. Характеристики магнитных материалов при сложном намагничивании и методы их определения. ЭИКА, «Энциклопедия измерений и контроля автоматизации», № 1. М., Госэнергоиздат, 1962.
8. Буланова А. И., Векслер А. З., Рудный Н. М. Исследование вольтамперного метода измерения потерь при одновременном подмагничивании электротехнической стали постоянным и переменным полями. «Труды ВНИИМ», вып. 29 (89). М.—Л., Стандартгиз, 1956.

Поступила в редакцию  
25/III 1968 г.



Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ, Б. М. ХАЧАТУРОВ

ВНИИМ

ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ  
СЛЕДЯЩЕГО ТИПА

В прямоугольно-координатных компенсаторах переменного тока необходимо наличие двух векторов напряжения, равных по модулю и сдвинутых по фазе один по отношению к другому на  $\pi/2$ . В большинстве компенсаторов эти требования обеспечивают фазовращатели на  $RC$ -,  $RL$ - и  $RM$ -элементах, вопросы теории и расчета которых рассмотрены в литературе [1]. Однако в таких компенсаторах при неизменном рабочем напряжении квадратурные составляющие изменяются пропорционально частоте, что ограничивает частотный диапазон (10 кГц) компенсаторов [2]. Во ВНИИМ исследована возможность построения прямоугольно-координатного компенсатора переменного тока с интегрирующим усилителем в качестве квадратурного устройства для диапазона частот до 20 кГц [3].

Для дальнейшего расширения частотного диапазона компенсаторов переменного тока и стабилизации квадратурных составляющих при изменении частоты предложена схема фазовращателя следящего типа на  $RC$ -элементах, где  $R$  — управляемое термосопротивление (термистор).

Сигнал на  $RC$ -цепочку (рис. 1) поступает с широкополосного трансформатора  $Tr$ . Напряжения с элементов  $R$  и  $C$  подаются на катодные повторители  $L_1$  и  $L_2$ , нагрузками которых являются делители компенсируемых напряжений  $R_3$  и  $R_4$ . Квадратурные составляющие напряжения несимметричны относительно земли, что вызывает необходимость применения специальных и идентичных суммирующих устройств для их сложения. На выходе обоих делителей для отделения их цепей от цепи суммирования включены разделительные катодные повторители  $L_3$  и  $L_4$ , благодаря чему исключается влияние цепи суммирования на делители напряжения. Оба разделительных катодных повторителя настраивают в одинаковых режимах. Непосредственное суммирование происходит на двух сопротивлениях  $R_5$  и  $R_6$  ( $R_5 = R_6$ ).

Напряжение  $U_K$ , пропорциональное векторной сумме находящихся в квадратуре составляющих  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$ , снимают с сопротивления  $R_7$ , подключенного между точкой  $K$  и землей. Нагрузками разделительных катодных повторителей являются однополупериодные выпрямители напряжения. Дифференциальное включение выпрямителей обеспечивает вычитание выпрямленных токов в сопротивлении  $R_1$ . При равенстве амплитуд синусоидальной и квадратурной составляющих  $U_R$  и  $U_C$  напряжения  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  также равны и тока в  $R_1$  нет. Изменение частоты нарушает равенство напряжений  $U_R$  и  $U_C$ , появившееся в результате этого падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  подается на вход усилителя постоянного тока (УПТ), выходное напряжение которого вызывает изме-

нение тока через термистор  $R$ , восстанавливая равенство напряжений  $U_K$  и  $U_C$  (и, соответственно,  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$ ). Начальный ток через термистор  $R$ , при котором на средней частоте диапазона  $U_R = U_C$ , устанавливаются при помощи переменного сопротивления  $R_3$ . Кратность изменения частоты определяется кратностью изменения сопротивления термистора.

Известно аналогичное устройство для обеспечения равенства между двумя квадратурными векторами напряжения в широком диапазоне частот [4], в котором для получения управляющего постоянного напряжения в катодную цепь включены широкополосные трансформаторы и выпрямительные схемы. Однако они обладают рядом недостатков. Как известно [5, 6], в каскаде с катодной нагрузкой частотных и фазовых искажений нет (т. е. характеристика каскада линейна, а фазовый сдвиг

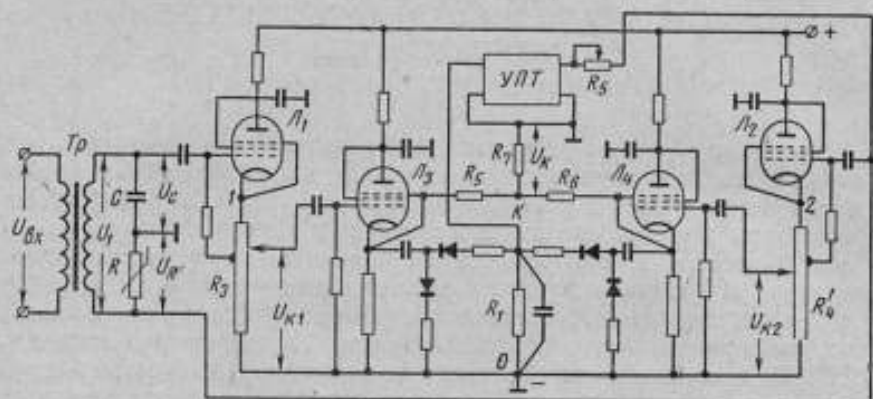


Рис. 1. Схема широкодиапазонного фазовращателя следящего типа.

равен нулю в неограниченной области частот), если выполняется условие

$$C_2 R_0 S = C_{сх}, \quad (1)$$

где  $C_2$  — емкость анод — катод, катод — земля;

$R_0$  — сопротивление нагрузки;

$S$  — крутизна лампы.

Равенство (1) при изменении частоты не будет соблюдаться, так как широкополосные трансформаторы являются переменными нагрузками для катодной цепи. Таким образом, при повышении частоты фазовые и амплитудные искажения фазовращателя увеличиваются, форма кривой синусоиды искажается, погрешности фазовращателя увеличиваются.

В предлагаемой схеме (рис. 1), как показывают приведенные ниже результаты экспериментов, указанные погрешности можно значительно уменьшить.

Известно [7], что зависимость сопротивления термистора  $R_T$  от температуры выражается уравнением

$$R_T = A e^{B/T}, \quad (2)$$

где  $A$  — постоянная, зависящая от материала полупроводника;

$B$  — постоянная, определяющая температурную чувствительность рабочего тела термосопротивления;

$T$  — температура в абсолютных градусах;

$e$  — основание натурального логарифма.

Очевидно, что мощность  $P_T$ , выделяемая в термисторе, также будет зависеть от его температуры

$$P_T = I^2 A e^{B/T}, \quad (3)$$

где  $I$  — ток через термистор.

Для воздуха нормальной плотности зависимость рассеиваемой термистором мощности от его температуры носит линейный характер:

$$P_T = k(T - T_0), \quad (4)$$

где  $k$  — коэффициент рассеяния;

$T_0$  — температура среды.

Совместным решением выражений (3) и (4) можно определить температуру термистора

$$T = I^2 \beta, \quad (5)$$

где

$$\beta = \frac{A}{k} e^{B/T} + T_0.$$

Как видно из выражений (5) и (2), каждому значению силы тока соответствуют определенная температура и сопротивление термистора. Таким образом, задавшись величиной тока и найдя температуру термистора, можно теоретически рассчитать сопротивление термистора  $R_T$  и напряжения  $U_R$  и  $U_C$  (и соответственно  $U_{x1}$  и  $U_{x2}$ ). Однако для этого необходимо найти числовое значение коэффициента рассеяния  $k$ , что представляет сравнительно сложную математическую задачу. Обычно его определяют лишь экспериментально [8].

Рассмотрим влияние некоторых параметров примененной в фазовращателе следящей системы на его характеристики.

Здесь основной частью следящей системы является усилитель постоянного тока, с помощью которого управляется термистор. Рассмотрим, какое влияние может оказать этот усилитель на характеристики фазовращателя.

При изменении равенств квадратурных векторов напряжения в небольших пределах на выходе усилителя формируется усиленный управляющий сигнал, который может оказаться недостаточным для изменения значения термосопротивления. В результате появляется амплитудная погрешность, т. е. разность между квадратурными векторами напряжения, определяемая статической погрешностью  $\gamma_{ст}$ , выражаемой формулой

$$\gamma_{ст} = \frac{R}{k_1 k_2} \left( I - \frac{U}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \right),$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты преобразования преобразователей и усиления усилителей соответственно;

$I$  — суммарный ток через терморезистор.

Следующим фактором, влияющим на характеристики фазовращателя, является дрейф нуля, в результате чего на входе усилителя может появиться ложный сигнал. Появившееся в это время незначительное входное напряжение, вызванное изменением частоты и нарушением равенств квадратурных векторов напряжения, будет использовано только для компенсации указанного сигнала (в том случае, если оба сигнала равны по величине и противоположно направлены), а амплитудная погрешность будет иметься, так как на выходе усилителя управляющий сигнал не изменится.

Обычно дрейф нуля не удается компенсировать полностью. В нашем же случае его можно значительно уменьшить, так как в схеме фазовращателя нет элементов, которые могут вызвать этот дрейф (вибропреобразователи, реле и другие контакты).

При нарушении равенств квадратурных векторов напряжения управляющий ток через термистор меняется и изменяет температуру рабочего тела термистора. При этом выражение (5) принимает вид:

$$T = (I + I_0 + \Delta I_0)^2 \beta,$$

где  $I$  — действующее значение тока источника сигнала;

$I_0$  — управляющий ток усилителя при равенстве квадратурных векторов напряжения;

$\Delta I_0$  — приращение управляющего тока усилителя при нарушении равенств квадратурных векторов напряжения.

Приращение  $\Delta I_0$  зависит от входного напряжения усилителя  $\Delta U_{вх}$ , параметров следящей системы и усилителя:

$$\Delta I_0 = \Delta U_{вх} k_1 k_2 S.$$

Как видно из приведенных выше выражений, температура термистора зависит от приращения управляющего тока, который, в свою очередь, зависит от коэффициента усиления усилителя.

Анализ вольт-амперной характеристики примененного в схеме термистора (ТП2/2) показывает, что в пределах рабочей области тока статизм вольт-амперной характеристики не превышает  $\pm 5\%$ . Поэтому для незначительного изменения сопротивления термистора требуется изменение регулирующего тока в более широких пределах, т. е. требуется усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления (этот фактор является основным при выборе усилителя постоянного тока).

Следующим требованием, предъявляемым к следящим системам, является уменьшение длительности переходных процессов. Примененный в схеме термистор — нелинейный инерционный элемент, поэтому даже при безынерционности следящей системы быстроедействие получить невозможно. Однако в процессе измерения частота напряжения не меняется, температура окружающей среды мгновенно меняться не может, а в случае применения стабильного источника анодного питания инерционность термистора не будет влиять на характеристики фазовращателя.

Выходная емкость  $C_{ак}$  последнего каскада усилителя включена параллельно к термистору (источник анодного питания для переменного тока имеет незначительное сопротивление), поэтому сопротивление термистора уменьшается. Определим, как меняются в данном случае модуль и аргумент коэффициента передачи фазовращателя. Когда активное сопротивление фазосдвигающей  $RC$ -цепочки нагружают сопротивлением  $Z_n$ , то модуль и аргумент коэффициента передачи при условии  $\omega CR = 1$  принимают вид [9]:

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{1 + \left(1 + \frac{R}{z_n}\right)^2}, \\ \varphi &= -\arctg\left(1 + \frac{R}{z_n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Если нагрузка емкостного характера, то, аналогично выражению (6), при том же условии получим:

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \sqrt{\left(1 + \frac{C_{ак}}{C}\right)^2 + 1}, \\ \varphi &= -\arctg \frac{C}{C + C_{ак}}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из выражений (6) и (7) видно, что  $K_n$  и  $\varphi$  зависят от характера и величины нагрузки. Для лампы 6Н1П выходная емкость  $C_{вх} = 1,95$  нф, а емкость конденсатора, примененного в фазосдвигающей цепочке,  $C = 0,01$  мкф, так что выходная емкость усилителя не может оказать влияния на характеристики фазовращателя.

Рассмотрим, как влияют сопротивления нагрузки на характеристики фазовращателя.

Из анализа погрешностей фазовращателей [9] видно, что при одновременной одинаковой нагрузке  $Z_n$  фазосдвигающей RC-цепочки модуль и аргумент коэффициента передачи принимают вид

$$\left. \begin{aligned} K_{n1} &= \frac{U_1}{U_R} = \sqrt{\left[1 + \frac{R^2 + z_n R}{R^2 + z_n^2}\right]^2 + \left(\frac{z_n R + z_n^2}{R^2 + z_n^2}\right)^2}, \\ \varphi_1 &= -\operatorname{arctg} \frac{z_n^2 + z_n R}{2R^2 + z_n^2 + z_n R} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

при условии, что  $\omega CR = 1$  и выходным параметром является напряжение на зажимах активного сопротивления. В том случае, когда выходным параметром является напряжение на зажимах емкостного сопротивления, при том же условии  $\omega CR = 1$ , имеем

$$\left. \begin{aligned} K_{n2} &= \frac{U_1}{U_C} = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R + z_n}\right)^2 + \left(\frac{z_n}{R + z_n}\right)^2}, \\ \varphi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{z_n}{2R + z_n}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Анализируя выражения (8) и (9), можно заключить, что когда активное и емкостное сопротивления нагружают одновременно одинаковыми по величине нагрузками  $Z_n$ , модули коэффициента передачи увеличиваются и имеют разное значение. Поэтому на выходе фазовращателя напряжения уменьшаются, угол между ними увеличивается, и нарушается равенство амплитуд, т. е. появляются амплитудная и фазовая погрешности. Уменьшение указанных погрешностей возможно при больших сопротивлениях нагрузки, т. е. при использовании на выходе фазовращателя катодного повторителя. Входное сопротивление последнего при повышенных частотах носит емкостный характер и является нагрузкой фазовращателя

$$Z_n = Z_{вх. кп} = \frac{1}{j\omega C_{вх. д}},$$

где  $C_{вх. д}$  — динамическая входная емкость катодного повторителя.

В данном случае модуль и аргумент коэффициента передачи фазовращателя можно определить аналогично выражениям (8) и (9). Обозначим  $C_{вх. д} = C_1$ , тогда при условии  $\omega CR = 1$  получим

$$\left. \begin{aligned} K'_{n1} &= \sqrt{\left[1 + \frac{C_1^2 + CC_1}{(C + C_1)^2}\right]^2 + \left[\frac{C^2 + CC_1}{(C + C_1)^2}\right]^2}, \\ \varphi'_1 &= -\operatorname{arctg} \frac{C^2 + CC_1}{2C_1^2 + C^2 + 3CC_1} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} K'_{n2} &= \sqrt{\left(1 + \frac{C_1^2 + CC_1}{C^2 + C_1^2}\right)^2 + \left(\frac{C^2 + CC_1}{C^2 + C_1^2}\right)^2}, \\ \varphi'_2 &= \operatorname{arctg} \frac{C^2 + CC_1}{2C_1^2 + C^2 + CC_1} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Как видно из выражений (10) и (11), амплитудная и фазовая погрешности фазовращателя будут минимальными, если  $C_{\text{вх.д}}$  будет минимальной. Катодные повторители собраны на лампах 6Ж5П. Зная значения емкостей  $C$  и  $C_{\text{вх.д}}$  и воспользовавшись выражениями (10) и (11), можно определить числовые значения модуля и аргумента коэффициента передачи. При  $\omega CR = 1$  получим  $\varphi_1 \approx -44^\circ 57'$ ,  $\varphi_2 \approx 44^\circ 58'$ , угол между напряжениями  $U_R$  и  $U_C$  будет  $\varphi = 180 - (\varphi_1 + \varphi_2) \approx 90^\circ 5'$  т. е. угловая погрешность  $\Delta\varphi \approx 5'$ .

Числовое значение аргумента коэффициента передачи определено с условием, что термистор не имеет реактивных составляющих. Однако, как будет показано ниже, термистор не лишен их, что, в свою очередь, оказывает влияние на характеристики фазовращателя.

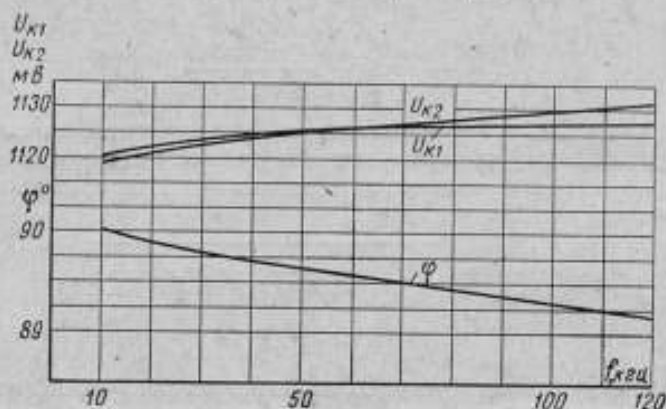


Рис. 2. Зависимость квадратурных составляющих напряжения  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  и сдвига фаз  $\varphi$  между ними от частоты без применения корректирующей цепочки.

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований указанного фазовращателя в диапазоне частот 10–120 кГц.

Применены: термистор типа ТП2/2, конденсатор типа КСГ емкостью 0,01 мкф, усилитель постоянного тока, собранный на лампах 6Н1П. Переменные напряжения были определены на установке типа УПМА-2 [10], предназначенной для измерения малых переменных токов и напряжений, а угол между напряжениями определен на установке для проверки фазометров типа УПФ-3.

На рис. 2 приведена зависимость квадратурных составляющих  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  и сдвига фаз между ними от частоты ( $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  снимали с выходов 1–0 и 2–0, рис. 1). При увеличении частоты следящая система восстанавливает равенство квадратурных составляющих  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  с погрешностью  $0,1 \div 0,35\%$ , но амплитудное значение обеих составляющих увеличивается от 1120 до 1127 и 1132 мВ, соответственно изменяя угол между ними от  $90^\circ$  до  $89^\circ 10'$ . Эти изменения объясняются влиянием реактивных составляющих термистора, а именно индуктивности  $L_0$  выводов, включенной последовательно с активным элементом полупроводника, и емкости  $C_0$ , обусловленной емкостными связями по стеклу между выводами. В данном случае остаточную индуктивность термистора определим формулой [11]

$$L \approx L_0 - C_0 R_n^2, \quad (12)$$

где  $R_n$  — сопротивление термистора постоянному току.

С увеличением частоты значение регулируемого постоянного тока через термистор увеличивается, вследствие чего увеличивается температура термистора и, согласно формуле (2), уменьшается его сопротивление. В таком случае, как видно из формулы (12), остаточная индуктивность должна увеличиваться. Таким образом, анализ формулы (12) наглядно показывает возрастающий характер квадратурных составляющих при изменении частоты.

Определив значения остаточной индуктивности термистора на разных частотах, можно вычислить угловые и амплитудные погрешности, вызванные его реактивностью. Для этой цели на установке типа У592М для измерения емкости и индуктивности были измерены остаточная индуктивность  $L$  не нагретого термистора и емкость  $C_0$ . Зная сопротивление  $R_n$  термистора как не нагретого, так и на разных частотах, можно определить  $L_0$ , а потом  $L$  для любой частоты. Например, для  $f=60$  кГц получаем  $L \approx 5,5$  мкГн (с учетом соединительных проводов); в этом случае угловая погрешность  $\delta \approx 22'$ . Это подтверждается экспериментом (см. рис. 2).

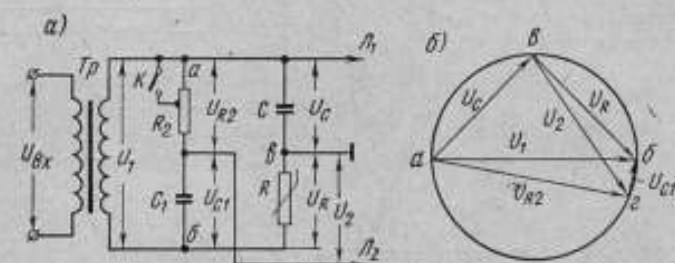


Рис. 3. Схема (а) и векторная диаграмма (б) фазовращателя с корректирующей  $R_2C_1$ -цепочкой.

Однако, если учесть, что при подключении емкостной нагрузки к активному сопротивлению увеличиваются модули коэффициента передачи, т. е. уменьшаются напряжения  $U_R$  и  $U_C$  и увеличивается угол между ними [9], то становится очевидной целесообразность шунтирования термосопротивления  $R$  емкостным сопротивлением. Для этой цели весь частотный диапазон нужно разделить на 5—6 поддиапазонов, каждому из которых будет соответствовать определенное подключаемое корректирующее емкостное сопротивление.

Как было указано выше, с увеличением частоты увеличивается остаточная индуктивность термистора, в результате чего увеличиваются напряжения  $U_R$ ,  $U_C$  и  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  и соответственно уменьшается угол между ними. Подключение корректирующей емкости к выводам активного сопротивления (т. е. шунтирование  $C_0$ ) уменьшает остаточную индуктивность термистора, уменьшая в свою очередь напряжения  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  и соответственно увеличивая угол между ними. При дальнейшем увеличении частоты индуктивная составляющая термистора увеличивается, вызывая увеличение напряжений  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  до момента включения следующего корректирующего емкостного сопротивления. Включение корректирующих емкостей дает возможность значительно уменьшить амплитудную и фазовую погрешности, вызванные повышением частоты. Однако этот способ сужает частотный диапазон, в пределах которого равенство квадратурных составляющих восстанавливается автоматически.

Для компенсации частотных погрешностей была предложена и исследована схема фазовращателя с корректирующей  $R_2C_1$ -цепочкой, включенной параллельно  $RC$ -цепочке (рис. 3а). Векторная диаграмма этого фазовращателя приведена на рис. 3б.

С увеличением частоты амплитуды напряжения  $U_R$  и  $U_C$  возрастают, а угол между ними уменьшается. Одновременно увеличивается угол между входными напряжениями  $U_C$  и  $U_2$  (рис. 3 б) катодных повторителей  $L_1$  и  $L_2$ . Поэтому падение напряжения на  $R_1$  (рис. 1) зависит от разности указанных напряжений, следовательно, термистор регулируется до восстановления равенства напряжений  $U_C$  и  $U_2$ . Таким образом, с помощью применения корректирующей  $R_2C_1$ -цепочки компенсируются фазовые и амплитудные погрешности, вызванные реактивностью термистора. На частотах 40—80 кГц эти погрешности компенсируются почти полностью (рис. 4). На частоте 20 кГц напряжение  $U_{C1}$  имеет максимальное значение, а угол между  $U_C$  и  $U_2$  — минимальное. Соответственно  $U_{к1} = 1158$  мв;

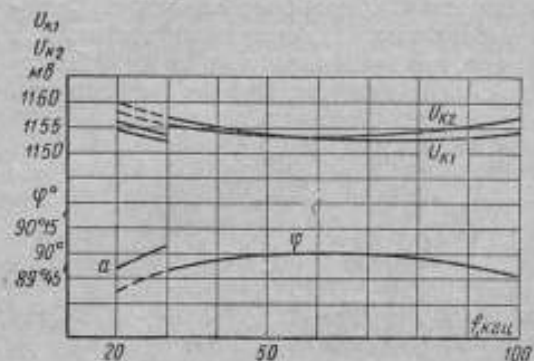


Рис. 4. Зависимость квадратурных составляющих напряжения и сдвига фаз между ними от частоты с применением корректирующей цепочки.

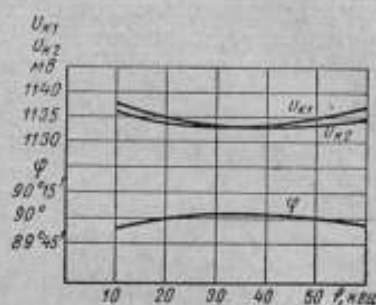


Рис. 5. Зависимость квадратурных составляющих напряжения и сдвига фаз между ними от частоты при постоянных параметрах корректирующей цепочки.

$U_{к2} = 1160$  мв, а угол между ними  $\varphi = 89^\circ 38'$ . Но если увеличить значение сопротивления  $R_2$ , то уменьшится напряжение  $U_{C1}$ . В результате уменьшаются  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$ , а угол между ними увеличивается (точка *a*, переключатель *K* (рис. 3а) разомкнут,  $R_2 = 37$  ком,  $C_1 = 0,005$  мкф,  $U_1 = 1700$  мв). При дальнейшем увеличении частоты составляющие напряжения  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  уменьшаются, а угол между ними увеличивается, поэтому на частоте 30 кГц переключатель *K* замыкают ( $R_2 = 30$  ком). Начиная от 80 кГц и выше, увеличение угла между  $U_C$  и  $U_2$  оказывается недостаточным для полной компенсации фазовых и амплитудных погрешностей, поэтому напряжения  $U_{к1}$  и  $U_{к2}$  увеличиваются, а угол между ними уменьшается. Если на частоте 100 кГц опять разомкнуть переключатель *K*, то можно уменьшить фазовые и амплитудные погрешности до частоты 120 кГц.

На рис. 5 приведены кривые зависимости квадратурных составляющих и сдвига фаз между ними от частоты при параметрах корректирующей цепочки  $R_2 = 60$  ком,  $C_1 = 0,005$  мкф. В данном случае от 10 до 60 кГц указанные параметры не меняются.

Таким образом, с помощью описанного фазовращателя следящего типа можно получить в широком и плавном диапазоне частот автоматическое равенство квадратурных составляющих напряжения с погрешностью  $0,1 \pm \pm 0,3\%$ , а сдвиг фаз между ними — с погрешностью  $3' \pm 15'$ .

Если частотный диапазон разделить на три или более поддиапазонов, т. е. корректирующей  $R_2C_1$ -цепочке задавать различное значение, то возможно увеличить точность фазового сдвига и равенства квадратурных составляющих.



#### ЛИТЕРАТУРА

1. Арутюнов В. О. Фазопостоянные измерительные цепи переменного тока и их применение. М., Стандартгиз, 1963.
2. Куликовский Л. Ф., Мелик-Шахназаров А. М. Компенсаторы переменного тока. М.—Л., ГЭИ, 1960.
3. Гаахова О. П., Рождественская Т. Б. Прямоугольно-координатный компенсатор переменного тока для расширенного диапазона частот. Труды институтов Госкомитета, вып. 82 (142), 1965.
4. Гладский А. И., Кадук Б. Г. Устройство для осуществления сдвига на  $90^\circ$  между двумя равными по амплитуде напряжениями в широком диапазоне частот. «Измерительная техника», 1965, № 7.
5. Бонч-Бруевич А. М. Применение электронных ламп в экспериментальной физике. М., Гостехиздат, 1955.
6. Свечников С. В. Основы технической электроники. ГИТЛ УССР, 1963.
7. Полупроводниковое термосопротивление. Сб. статей под редакцией Б. С. Сотскова, М.—Л., ГЭИ, 1959.
8. Шашков А. Г., Касперович А. С. Динамические свойства цепей с термисторами. М.—Л., ГЭИ, 1962.
9. Рождественская Т. Б., Хачатуров Б. М. Анализ погрешностей фазовращателей на RC-элементах. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158), М.—Л., Издательство стандартов, 1968.
10. Рождественская Т. Б., Теплинский А. М. Образцовая установка для проверки микроамперметров и милливольтметров переменного тока. Новые измерительные приборы и методы их поверки, вып. 7. М., Стандартгиз, 1961.
11. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. М.—Л., ГЭИ, 1958.

Поступила в редакцию  
27/III 1968 г.

НОВЫЙ МЕТОД ЦИФРАЦИИ ВАЛА  
ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

В практике использования фазометрической аппаратуры зачастую требуются градуированные фазовращатели.

Простейшим устройством такого типа является фазовращатель со стрелкой, прикрепленной к его подвижной части и двигающейся над шкалой с оцифрованными отметками. Этот способ цифрации известен, дешев, но обладает одним недостатком — он ненагляден и требует непроизводительной затраты времени на безошибочный отсчет. В фазометрических устройствах наибольшее применение нашли круговые фазовращатели, изменяющие угол сдвига от 0 до  $360^\circ$ , применительно к которым пойдет дальнейшее изложение.

В настоящее время известно много способов цифрации вала, большинство которых систематизировано и освещено в работе [1]. Появление отечественных индикаторов — цифровых декадных неоновых ламп типов ИН-1 и ИН-2 — позволяет создать аппаратуру с удобным отсчетом. Однако создание декад с импульсным включением цифр индикатора типа ИН-1 неэкономично и весьма сложно. В качестве примера такой сложности можно привести американский цифратор положения вала фазовращателя [2], имеющий 15 умножителей и 9 делителей частоты, 13 коммутационных триггеров и т. д.; погрешность устройства составляет  $0,05^\circ$ .

Используя механическое включение и выключение цифр индикатора с помощью профильных кулачков, можно погрешность уменьшить до  $0,01^\circ$ . Сложность при этом, однако, заключается в том, что индикатор должен светиться все время, пока не придет смена цифры. Между тем, например, при остром кулачке цифры загораются только в момент прохода необходимой точки, из-за чего теряется информация о направлении движения фазовращателя — вперед или назад.

Описываемый ниже метод \* цифрового реверсивного отсчета фазы в круговых фазовращателях основан на цифрации положения вала с помощью кулачков и разомкнутых контактов, которые зажигают одновременно две светящиеся цифры светового индикатора в одном знаке (световое совпадение). Это сигнализирует момент точного отсчета и определяет направление приращения фазового сдвига. Значение угла поворота вала при этом отсчитывают по старшей цифре. Направление приращения фазы определяют по потуханию одной из двух светящихся цифр при повороте ротора фазовращателя: потухание меньшей цифры означает увеличение фазового сдвига, а потухание старшей — уменьшение его.

\* Кравченко С. А. Способ цифрового реверсивного отсчета фазы в круговых фазовращателях. Авторское свидетельство № 203777, «Бюллетень изобретений», 1967, № 21.

На рис. 1 представлена функциональная схема метода в упрощенном варианте (*I*). На валу 2 ротора фазовращателя насажен диск 1, на котором имеется кулачок 3, замыкающий при повороте вала ротора фазовращателя нормально разомкнутые контакты 4. Контакты, расположенные ближе к центру, — общие, а противоположные им соединены с соответствующими входами лампы 5 цифрового индикатора типа ИН-1 или любого другого устройства с цифровым показанием. Общий штырек 6 лампы и общие половины контактов 4 подключают к источнику постоянного тока 7.

Устройство, реализующее данный метод, действует следующим образом. Допустим, кулачок 3 замыкает контакты 0 и 9° (положение *a*). Из двух горящих цифр отсчет берут по старшей цифре — в данном случае это 0°. При вращении фазовращателя, допустим, против часовой стрелки кулачок освобождает контакт 9°, и эта цифра гаснет. Остается одна цифра 0°. Это означает движение в сторону цифры 1° (положение *b*). В положении *b* кулачок замкнет одновременно контакты 0° и 1°. Зажигание двух этих цифр даст информацию о точном угле в 1°. При дальнейшем движении гаснет цифра 0° и остается 1°. Это означает, что происходит приращение фазы от 1 до 2° (положение *z*). Одновременное зажигание цифр 1° и 2° означает получение точного геометрического сдвига фазовращателя на 2° (положение *d*). Если теперь двигаться по часовой стрелке, то явления будут идти в обратном порядке. Гаснет цифра 2° и остается 1°. Это означает, что фазовращатель обеспечивает приращение фазы от большего 2° к меньшему 1°, т. е. уменьшение угла (положение *z*), и т. д.

По этому принципу может быть оцифрован поворот вала фазовращателя с точностью до десятых долей градуса.

Цифрованный сдвиг вала фазовращателя в общем случае можно определить как

$$\varphi^{\circ} = \sum \left[ \left( \frac{1}{P} \cdot \frac{360}{k} x \right) + \left( \frac{1}{Q} \cdot \frac{360}{l} y \right) + \dots + \left( \frac{1}{R} \cdot \frac{360}{m} z \right) \right], \quad (1)$$

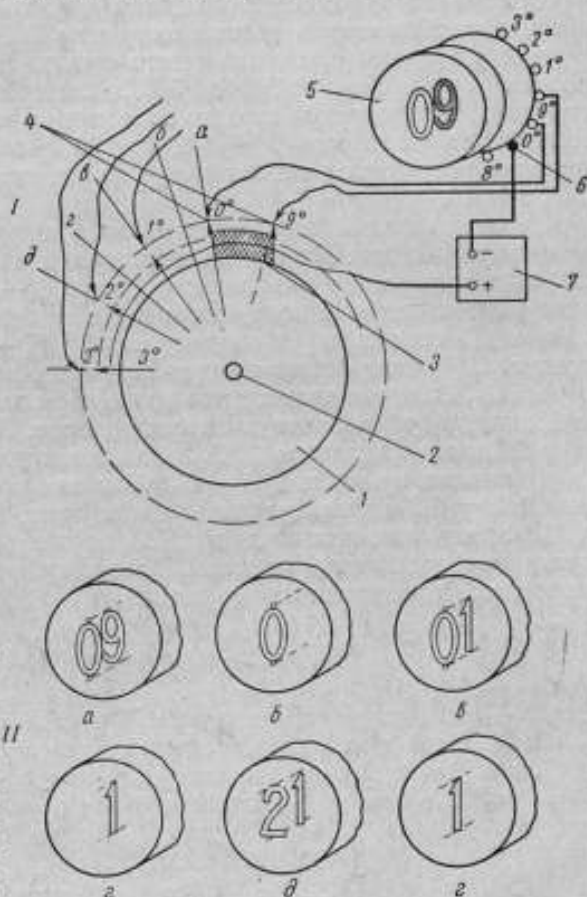


Рис. 1. Функциональная схема метода.

*I* — упрощенный вариант схемы; *II* — положения цифрового индикатора для соответствующих угловых состояний вала [а, б, в, г и д].

где  $P, Q, R$  — коэффициенты механического замедления скоростей валов цифраторов для каждого разряда;

$k, l, m$  — количество контактов 1-, 2- и 3-го разрядов на окружности цифраторов;

$x, y, z$  — текущие координаты, связанные между собой:  $z = Ry$ ,  $y = Qx$  или  $z = RQx$ .

Описанный метод осуществлен в оптико-механическом калибраторе фазы, разработанном и изготовленном во ВНИИМ, фазовращатель которого имеет ручной привод, а вместо стрелки использован цифровой трехзначный отчет фазы от  $000^\circ$  до  $360^\circ$ . Для простоты и экономичности конструкции выбрано только одно замедление, т. е.  $P = Q = 1$ , а  $R = 36$ . Количество контактов  $k = 3,6$ ,  $l = 36$  и  $m = 10$ . При этих значениях текущие координаты изменяются в пределах:  $0 \leq x \leq 3$ ,  $0 \leq y \leq 10$  и  $0 \leq z \leq 10$ .

Принципиальная схема реверсивного цифратора вала фазовращателя для оптико-механического калибратора показана на рис. 2. От сети 220 в выпрямленное напряжение (мост  $D_1-D_4$ ) через фильтр  $R_1C_1R_2$  поступает на питание неоновых цифровых индикаторов  $L_{1-3}$  типа ИИ-1, причем  $L_1$  соответствует разряду сотен,  $L_2$  — десятков, а  $L_3$  — единиц градусов. На валу фазовращателя непосредственно находится диск цифратора  $ДЦ_1$ . Этот вал приводят во вращение с замедлением в 36 раз рукояткой, выведенной на лицевую панель прибора. На валу рукоятки находится второй диск цифратора  $ДЦ_2$ . Замыкают микровыключатели  $B_1-B_{30}$  профильными кулачками  $K_1-K_4$ . Так как обеспечить количество замыканий  $k = 3,6$  одним кулачком невозможно, то он расщеплен на два:  $K_3$  и  $K_4$ , смонтированных на диске  $ДЦ_1$  ближе к центру по радиусу, причем начальные грани их совмещены. Длину кулачков  $K_1$  и  $K_2$ , находящихся на торцах, определяют из выражения

$$L_{K_1K_2} = \frac{2\pi R}{t} [\text{мм}], \quad (2)$$

где  $R$  — радиус до торца кулачка  $K_1$  или  $K_2$ ;

$t$  — общее количество контактов.

Для кулачка  $K_1$  количество контактов  $t = m = 10$ , а для  $K_2$  будет  $t = l = 36$ . Кулачок  $K_3$  охватывает угол, равный 10 контактам. Длина его равна

$$L_{K_3} = y_{\max} \psi_{K_3} R_{K_3} = y_{\max} \frac{L_{K_2}}{R_{K_2}} R_{K_3} [\text{мм}], \quad (3)$$

где  $y_{\max} = 10$ ;

$\psi_{K_3}$  — угол одного кулачка  $K_3$ ;

$R_{K_3}$  — радиус до третьего кулачка.

Длина кулачка  $K_4$

$$L_{K_4} = G \psi_{K_4} R_{K_4} = [l - x_{\max} y_{\max}] \frac{L_{K_2}}{R_{K_2}} R_{K_4} [\text{мм}], \quad (4)$$

где  $G$  — число, показывающее, какой угол должен охватить кулачок  $K_4$ , чтобы  $k = 3,6$ ,  $x_{\max} = 3$ ,  $y_{\max} = 10$ ;

$R_{K_4}$  — радиус до четвертого кулачка.

Положение на схеме рис. 2 означает нулевой фазовый сдвиг, т. е., исходя из предыдущего, в трех разрядах будут видны по две горящие цифры: 3 и 0 — в первом, 5 и 0 — во втором и 9 и 0 — в третьем, что соответствует границе между «000» и «359». При движении по часовой стрелке начнется уменьшение фазового сдвига, т. е. погаснут нули, останется «359».

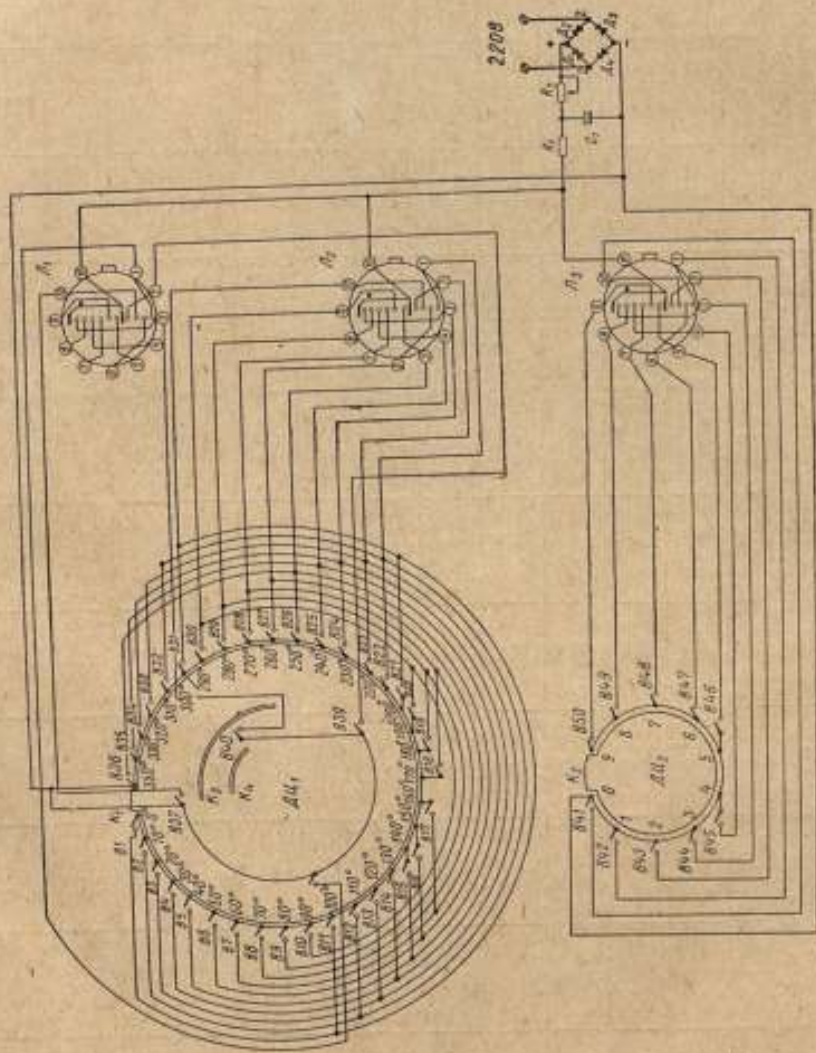


Рис. 2. Принципиальная  
схема шифратора.

## Положения цифратора при изменении угла ваза от 0 до 360°

Угловое положение ваза, градусы	Цифровое показание индикатора, разряда					Замыкание микровыключателей В, разряда					Угловое положение ваза, градусы	Цифровое показание индикатора, разряда					Замыкание микровыключателей В, разряда				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
0	3	5	9	0	0	B <sub>37</sub> B <sub>37</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>37</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>37</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>37</sub> B <sub>41</sub>	195	1	9	4	5	B <sub>38</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
5	0	0	4	5	0	B <sub>37</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>41</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>41</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	200	1	9	9	0	B <sub>38</sub> B <sub>39</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
10	0	0	9	0	1	B <sub>37</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>41</sub> B <sub>42</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>41</sub> B <sub>42</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>41</sub>	205	2	0	4	5	B <sub>38</sub>	B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
15	0	1	4	5	0	B <sub>37</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>42</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>42</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
20	0	1	9	0	2	B <sub>37</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>42</sub> B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>42</sub> B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	250	2	8	9	0	B <sub>39</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	295	2	9	4	5	B <sub>39</sub>	B <sub>30</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>30</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
90	0	8	9	0	0	B <sub>37</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	300	2	9	9	0	B <sub>39</sub> B <sub>40</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>30</sub> B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
99	0	9	8	9	0	B <sub>37</sub>	B <sub>40</sub> B <sub>50</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>40</sub> B <sub>50</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>40</sub> B <sub>50</sub>	305	3	0	4	5	B <sub>40</sub>	B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>31</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
100	0	9	9	0	0	B <sub>37</sub> B <sub>38</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>50</sub> B <sub>41</sub>	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
105	1	0	4	5	0	B <sub>38</sub>	B <sub>11</sub> (B <sub>1</sub> )	B <sub>43</sub>	B <sub>11</sub> (B <sub>1</sub> )	B <sub>43</sub>	B <sub>11</sub> (B <sub>1</sub> )	350	3	4	9	0	B <sub>40</sub>	B <sub>35</sub> B <sub>36</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>35</sub> B <sub>36</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·	355	3	5	4	5	B <sub>40</sub>	B <sub>36</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>36</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>
190	1	8	9	0	0	B <sub>38</sub>	B <sub>10</sub> B <sub>20</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>10</sub> B <sub>20</sub>	B <sub>43</sub>	B <sub>10</sub> B <sub>20</sub>	360 (0°)	3	5	9	0	B <sub>40</sub> B <sub>37</sub>	B <sub>36</sub> B <sub>37</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>	B <sub>36</sub> B <sub>37</sub>	B <sub>45</sub> B <sub>46</sub>

Примечание. Две цифры, одна под другой, показывают, что в индикаторе типа ИИ-1 видны сразу две цифры, и это означает момент отсчета.

и это значение будет уменьшаться. При движении против часовой стрелки отсчет будет идти наоборот. Все основные сочетания цифратора отражены в таблице при движении против часовой стрелки.

### Заклучение

Система цифрации углового положения вала фазовращателя экспериментально исследована на созданном макете оптико-механического калибратора фазы (рис. 3).

Исследования показали, что погрешность цифрации вала колебалась в пределах  $\pm 0,4 \div 0,6^\circ$  из-за люфтов в механической передаче между цифра-

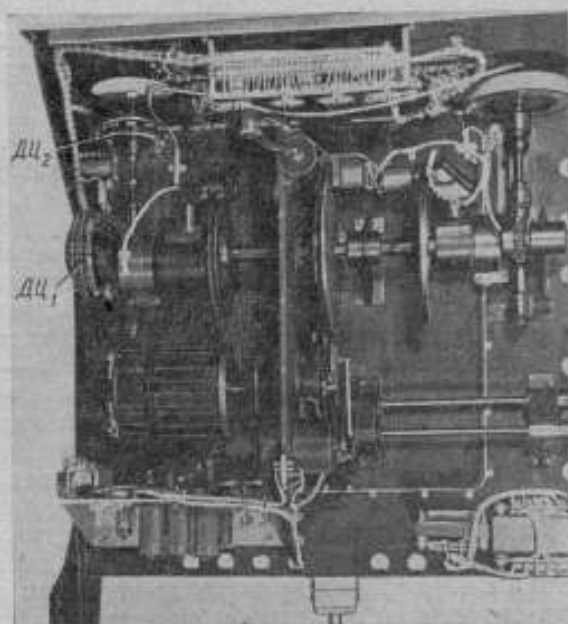


Рис. 3. Внешний вид оптико-механического калибратора фазы.

торами  $ДЦ_1$  и  $ДЦ_2$ . Однако простота и дешевизна устройства при удобном цифровом отсчете делает данный метод целесообразным при такой погрешности.

В режиме поверки фазометров вводится калибровка фазового сдвига при частоте, в несколько десятков раз более высокой, поэтому данная погрешность уменьшается до  $0,1 \div 0,08^\circ$ , что позволяет поверять как точные (с погрешностью порядка  $0,5-0,7^\circ$ ), так и грубые ( $1,8 \div 3^\circ$ ) фазометры.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Филиппов В. Г. Цифраторы перемещений. Воениздат, М., 1965.
2. Nevius Searle G. Resolver digitizing system. Pat. USA N 3.068.456; опублик. 11 декабря 1962 г.

Поступила в редакцию  
19/IV 1968 г.

**НОВЫЙ МЕТОД И АППАРАТУРА  
ДЛЯ УСКОРЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ФАЗ  
В ДИАПАЗОНЕ ИНФРАЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ**

Одной из важных задач электронизмерительной техники является измерение фазовых сдвигов между двумя напряжениями в диапазоне инфразвуковых частот от 100 до 0,001 гц.

Освоение этого диапазона обусловлено развитием различных видов электропривода, систем моделирования и автоматического регулирования, электронных методов аэрогеологоразведки, гидролокации и других современных отраслей науки и техники. В настоящее время наблюдается тенденция освоения еще более низких частот — до 0,00001 гц.

Учитывая большую длительность одного периода инфразвуковой частоты (ИЗЧ), следует полагать, что перспективными являются методы, при которых время измерения составляет доли или единицы секунд, в отличие от методов, где измерение происходит за один [1] или за полпериода\*.

В настоящее время при измерении сдвига фаз между двумя напряжениями ИЗЧ от 0,1 до 0,001 гц применяют косвенный способ. Последний основан на двойственном характере фазовых соотношений: с одной стороны, это угловые величины, а с другой — временные. Поэтому, измеряя временные параметры (при опоре на стабильную частоту), угол фазового сдвига рассчитывают по формуле

$$\varphi = \frac{t}{T} \cdot 360^\circ,$$

где  $T$  — период колебания ИЗЧ;

$t$  — время, соответствующее сдвигу фазы (его измеряют по моментам перехода напряжений ИЗЧ через нулевые уровни).

На таком принципе работают в диапазоне ИЗЧ современные цифровые фазометры типов НФ-2 и НФ-3М. Однако цифровые фазометры обладают существенными недостатками: невозможностью измерять изменяющиеся в течение одного периода фазовые соотношения и большой затратой времени на определение угла фазового сдвига.

Значение  $T$  и  $t$  измеряют методом цифрового счета импульсов, получаемых от стабильного генератора импульсов. На все три операции — измерение  $T$ ,  $t$  и расчет угла сдвига  $\varphi$  — требуется большая затрата вре-

\* Гравин О. Н., Колтих Е. Д., Кравченко С. А. Суммарно-разностный фазометр инфранизкой частоты. Авторское свидетельство № 187147, «Бюллетень изобретений», 1966, № 20.



мени. Например, при частоте  $f = 0,001 \text{ гц}$  и угле  $\varphi = 0^\circ$  результат можно получить через 16 мин; для угла  $\varphi = 270^\circ$  требуется уже 28 мин, а при частоте  $f = 0,0001 \text{ гц}$  будет затрачено 160 мин. При научно-исследовательских работах на ИЗЧ, например, при снятии петли Найквиста в системах автоматического регулирования и т. п., зачастую бывает необходимо знать непрерывное изменение фазы одного из сравниваемых сигналов или мгновенное значение угла сдвига при частотах ниже 1 гц, что требует разработки новых методов измерения сдвига фаз при ИЗЧ.

### Теория метода

Быстро измерить постоянные и изменяющиеся во времени фазовые сдвиги между двумя напряжениями ИЗЧ до практически нулевой частоты ( $10^{-5} \text{ гц}$ ) возможно, если электрический угол сдвига между двумя напряжениями ИЗЧ преобразовать в геометрический угол сдвига между двумя вращающимися магнитными полями ИЗЧ, положение которых индицируют магнитными указателями\*.

Данный метод измерения сдвига фаз состоит в следующем. Магнитный поток  $\Phi$  в катушке индуктивности с числом витков  $w_1$  (рис. 1а и б) определяют из выражения

$$\Phi_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4w_1 f},$$

или соответственно

$$B_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4q_1 w_1 f},$$

где  $B_1$  — магнитная индукция в полюсах;  
 $q_1$  — поперечное сечение полюса;  
 $f$  — частота ИЗЧ напряжения.

Учитывая, что  $B_1 = \mu H_1$  и что в межполюсном пространстве относительная магнитная проницаемость  $\mu = 1$ , выражение (1) примет вид

$$H_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4q_1 w_1 f},$$

или

$$H_1 = U_1 m_1, \quad (2)$$

где  $m_1 = \frac{10^8}{4q_1 w_1 f}$  — постоянная первой магнитной системы.

Таким образом, напряженность магнитного поля  $H_1$  в межполюсном пространстве пропорциональна напряжению.

Если напряжения  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты электрически друг относительно друга на угол  $\varphi$  (допустим

$$U_2 = U_1 e^{j\varphi}, \quad (3)$$

где  $e^{j\varphi}$  — оператор поворота) и подведены к зажимам двух не связанных между собой катушек намагничивания  $w_1$  и  $w_2$ , магнитные поля в этих катушках также будут сдвинуты электрически на угол  $\varphi$ . Подставив выражение (2) в (3), получим

$$\frac{H_2}{m_2} = \frac{H_1}{m_1} e^{j\varphi}, \quad (4)$$

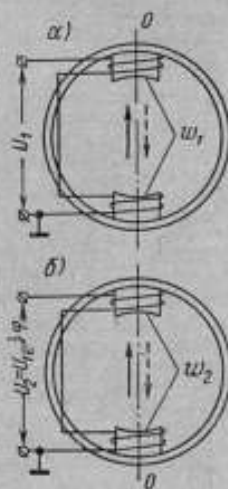


Рис. 1. Магнитный поток в двухполюсных статорах при подаче на них сдвинутых по фазе напряжений.

\* Кравченко С. А. Двухканальный фазометр инфразвуковой частоты. Авторское свидетельство № 177975, «Бюллетень изобретений», 1965 г., № 2.

где  $H_1$  и  $H_2$  — напряженности поля в межполюсном пространстве первой и второй магнитных систем (рис. 1);

$m_2$  — постоянная второй магнитной системы.

Так как магнитные поля будут пульсирующими, то напряженности магнитных полей  $H_1$  и  $H_2$  геометрически направлены по оси  $OO$ , вследствие чего отсчитывать угол фазового сдвига невозможно. Для того чтобы сделать возможным измерение фазовых сдвигов, необходимо угол электрического сдвига фаз  $\varphi$  перевести в «видимый для глаза» геометрический угол  $\psi$ , т. е. создать два вращающихся магнитных поля ИЗЧ. Для этой

цели применим две магнитные системы из двух пар катушек намагничивания, сдвинутых пространственно под углом  $90^\circ$  (рис. 2); при этом напряжения, поступающие на катушки,  $a$  и  $b$  должны быть равны и сдвинуты относительно друг друга на  $90^\circ$ . В этом случае возникают вращающиеся магнитные поля ИЗЧ, которые можно выразить уравнениями:

$$H_1 = \sqrt{(H_1 e^{j\omega t})^2 + (H_1 e^{j(\omega t + 90^\circ)})^2} = H_{1m} \cdot e^{j\omega t}; \quad (5)$$

$$H_2 = \sqrt{(H_2 e^{j(\omega t + \varphi)})^2 + (H_2 e^{j(\omega t + \varphi + 90^\circ)})^2} = H_{2m} e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad (6)$$

где

$$H_{m1} = \sqrt{H_1^2 + (H_1 e^{j90^\circ})^2} \quad \left. \begin{array}{l} \text{скалярные величины век-} \\ \text{торов напряженностей} \\ \text{и} \\ \text{магнитных полей;} \end{array} \right\}$$

и

$$H_{2m} = \sqrt{H_2^2 + (H_2 e^{j90^\circ})^2}$$

$e^{j90^\circ}$  — оператор поворота на  $90^\circ$ ;

$e^{j\omega t}$  — оператор вращения с угловой скоростью  $\omega$ .

Разделив выражение (6) на (5), получаем

$$\frac{H_2}{H_1} = \frac{H_{2m} e^{j(\omega t + \varphi)}}{H_{1m} e^{j\omega t}} = \frac{H_{2m}}{H_{1m}} e^{j\varphi}, \quad (7)$$

и если принять, что  $H_{2m} = H_{1m}$ , то

$$H_2 = H_1 e^{j\varphi}. \quad (8)$$

Векторы напряженностей магнитных полей, сдвинутые на угол  $\varphi$ , будут непрерывно вращаться с угловой скоростью  $\omega$ . Если в межполюсном пространстве магнитных систем установить магнитные указатели, то последние расположатся по направлению векторов  $H_1$  и  $H_2$ , образуя между собой угол  $\psi$ . В общем случае углы  $\varphi$  и  $\psi$  не равны друг другу; при числе полюсов  $2p = 4n$  «видимый» угол  $\psi$  определится как  $\psi = n\varphi$ , где  $n = 1, 2$  и т. д. — ряд целых чисел. При  $n = 2$  угол  $\psi = 2\varphi$ , и шкала фазометра, построенного на этом принципе, будет равна  $720^\circ$ .

#### Блок-схема и особенности быстродействующего фазометра

Фазометр, блок-схема которого дана на рис. 3а, имеет два канала  $1'$  и  $2'$ , причем канал  $1'$  играет роль опорного, относительно которого происходит отсчет фазового сдвига. Напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , сдвинутые по фазе на угол  $\varphi$ , подводят ко входам усилителей  $Y_1, Y_2$ . В первом канале сигнал

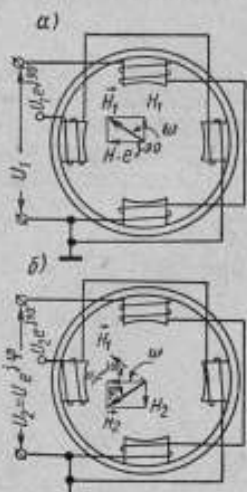


Рис. 2. Магнитный поток в четырехполюсных статорах при подаче на них квадратурных напряжений.

подаются на катушки I магнитной системы  $MC_1$ . Для получения вращающегося поля напряжение, поступающее на катушки II, сдвигается по фазе на  $90^\circ$  при помощи квадратурного усилителя  $KY_1$ . Во втором канале назначение элементов то же самое, за исключением фазоинвертора  $\Phi И$ , который дает возможность изменять фазу этого канала на  $180^\circ$ , что

необходимо для отсчета угла сдвига в пределах  $0-360^\circ$ . Ввиду того, что к катушкам I и II магнитных систем подаются напряжения (токи), находящиеся в квадратуре и в количественном отношении равные друг другу, вращающиеся поля будут круговыми. Внутри магнитных систем расположены на игловых опорах магнитные указатели (стрелки). Они устанавливаются сами точно по направлению напряженностей вращающегося магнитного поля. Так как магнитный указатель полярен, т. е. имеет «северный» N и «южный» S полюсы, то сцепление указателя с полем будет синхронным, в отличие от немагнитиченной магнитной массы, сцепляющейся с полем асинхронно. В магнитной системе второго канала ток, протекающий по катушкам, будут сдвинуты на угол  $\varphi$  относительно токов в катушках магнитной системы первого канала. Таким образом, если магнитные системы расположить друг над другом, то угол между указателями будет соответствовать фазовому сдвигу  $\varphi$ . Для отсчета угла между этими системами находится шкала, представляющая собой прозрачный стеклянный диск, на котором нанесены отметки в градусах; их 360. Указатели вращаются с частотой входных сигналов; например, при частотах  $0,1-0,0001$  гц полный поворот указателей происходит соответственно за  $10-10\,000$  сек, что дает возможность надежно снять показание по шкале фазометра.

В качестве квадратурных усилителей с параллельной обратной связью использованы трехкаскадные операционные усилители с параметрической компенсацией дрейфа нуля.

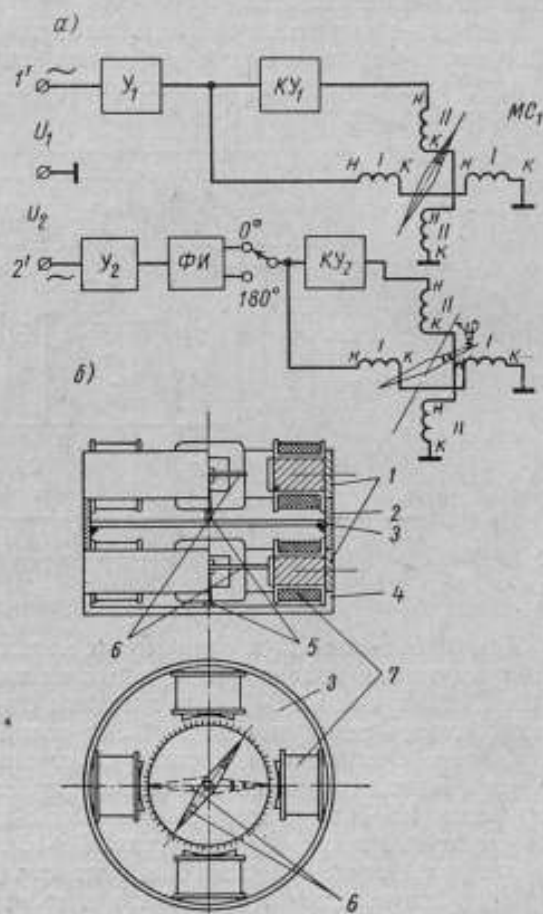


Рис. 3. Быстродействующий фазометр ИЗЧ: а — блок-схема; б — конструкция отсчетного устройства.

1 — ядро магнитной системы; 2 — диамагнитное кольцо, разделяющее магнитные системы; 3 — стеклянная шкала; 4 — прозрачное основание из плексигласа; 5 — игловые опоры, на которых вращаются магнитные указатели (монтажены в центры шкалы и основания); 6 — магнитные указатели; 7 — катушки возбуждения магнитных систем.

Усилитель (рис. 4) выполнен на лампах 6Н2П, 6Ж5П и 6П14П. Коэффициент усиления по постоянному току равен 60 000. Конструктивно квадратурные усилители выполнены в виде съемных модулей размером  $100 \times 55 \times 45$  мм, внутри которых смонтированы резисторы малой мощности и конденсаторы. Схемы усилителей соединены со схемой фазометра через штыревые разъемы.

В качестве магнитных систем в фазометре использованы перемотанные (3500 витков) статоры от граммофонных двигателей типа ЭДГ-1, в центре геометрической оси которых закреплены игловые подшипники с магнитными стрелками.

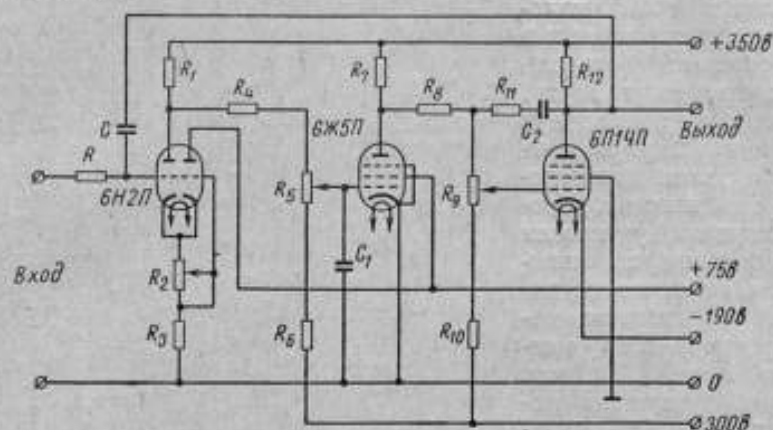


Рис. 4. Принципиальная схема усилителя постоянного тока.

При применении двух одинаковых магнитных систем поле внутри них будет круговым только тогда, когда на зажимы противоположных катушек, сдвинутых на  $90^\circ$ , будут поданы одинаковые по величине напряжения, также сдвинутые на  $90^\circ$ . Это возможно при  $\omega RC = 1$ . Поэтому необходимо с изменением частоты подстраивать элементы  $R$  и  $C$ . Кажущаяся при этом трудность разрешается просто, если применить в качестве источника ИЗЧ генератор с диапазонно-кварцевой стабилизацией или интеграторный генератор (допустим, ГЗ-16). В последнем частоту задают набором элементов  $RC$ . Если для фазометра применить такие же квадратурные усилители, как и в генераторе, то они будут иметь те же элементы и их легко переключать одновременно с генератором. При этом всегда будет  $\omega RC = 1$  и поле — круговым.

Для увеличения точности измерений и удобства работы с прибором шкала нанесена на матовом круглом стекле (диаметр 130 мм), смонтированном на передней панели фазометра. Магнитные системы разнесены на 180 мм по высоте, чтобы не было «взаимных» магнитных влияний при токе 3 ма, а для совмещения изображений стрелок, находящихся в центре магнитных систем, в четкое изображение на плоскости матового стекла фокусируют оптическую систему. Длина оптической оси системы 820 мм, в связи с чем она «поломана» в двух местах, что позволило сократить длину оптической трубы до 300 мм. Все основные органы управления вынесены на переднюю панель.

#### Методика измерений фазовых сдвигов

Данный фазометр используют как грубый и быстродействующий фазоиндикатор нуля в прецизионной установке для проверки фазометров типа ПУПФ-1, имеющей диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты в пре-

делах  $0,001 \div 1000$  гц и безынерционную перестройку ее [2]. Он был исследован с помощью этой установки, причем для контроля включали фазометр НФ-3М.

Входы каналов фазометра соединяли с выходными зажимами каналов установки, после чего аттенюаторами фазометра по встроенному в его схему вольтметру ИЗЧ устанавливали одинаковые напряжения, подаваемых на входы квадратурных усилителей.

Далее с помощью переключения декад дискретного гетеродина устанавливали необходимое значение частоты в стойке ПУПФ-1 в пределах  $0,001 \div 1,0$  гц при плавности через дискретный интервал  $0,001$  гц. По шкале «установка частоты» на фазометре выбирали необходимое значение произведения  $RC$ , что обеспечивало круговое поле в магнитных системах.

Фазовые сдвиги отсчитывают на фазометре следующим образом. Направление вращения полей устанавливают против часовой стрелки. Северный полюс указателя первого канала окрашен в белый цвет, а второго канала — двумя цветными полосами (рис. 3б). Если заведомо известно, что напряжение второго канала отстает по фазе, то отсчет производят в пределах от  $0$  до  $360^\circ$  между северными полюсами магнитных указателей. При этом переключатель « $0-180^\circ$ » находится в положении  $0^\circ$ . Если же реакция цепи, сдвигающей фазу, неизвестна, то отсчет производят в пределах  $180^\circ$  в правой полуокружности шкалы, считая от северного полюса указателя первого канала, при этом северный полюс второго канала должен находиться в этой же полуокружности, где угол фазного сдвига равен  $\varphi = \varphi_{\text{инк}} < 180^\circ$ . Если северный полюс указателя второго канала перешел в левую полуокружность, переключатель « $0-180^\circ$ » следует перевести в положение « $180^\circ$ ». При этом угол сдвига фаз будет равен  $\varphi = \varphi_{\text{инк}} + 180^\circ < 360^\circ$ .

Время измерения сдвига фаз фазометром складывается из времени установки магнитных указателей по направлению вращающихся полей и времени снятия отсчета.

Время установки магнитных указателей зависит от пространственного положения их осей в плоскости вращения и направления магнитных вращающихся полей. Если пространственное положение указателей совпадает с направлением вращающегося поля в момент включения, то время установки минимально и занимает меньше  $1-2$  сек. В противном случае при включении происходит процесс синхронизации положений, который может длиться  $3-5$  сек, так как стрелки обладают какой-то массой и требуется некоторое время для их успокоения. При сильном токе в катушках этот процесс можно резко ускорить, что нежелательно, так как при больших токах возникает магнитная связь между катушками. Окончательно был выбран ток  $3$  ма.

Время снятия отсчета при непрерывном вращении указателей зависит от индивидуальных способностей исследователя. При частоте  $1$  гц снять отсчет весьма сложно из-за относительно быстрого вращения стрелок. На частотах от  $0,1$  до  $0,00001$  гц показания снимать легко, так как стрелки почти стоят и поэтому на отсчет уходит не более нескольких секунд.

#### Анализ погрешностей

Из погрешностей, присущих электронным фазометрам, рассмотрим лишь наиболее существенные в связи со спецификой диапазона инфразвуковых частот (так, например, погрешностью аттенюаторов на ИНЧ можно пренебречь и т. д.). Наибольшее влияние имеют погрешности, зависящие от следующих факторов:

$\Delta\varphi_1$  — от неравенства установки напряжений на входе и выходе квадратурного усилителя;

$\Delta\varphi_2$  — от относительной погрешности реального интегратора;  
 $\Delta\varphi_3$  — от неравенства коэффициента нелинейных искажений в каналах фазометра;

$\Delta\varphi_4$  — индивидуальной погрешности исследователя при снятии отсчета.

С учетом того, что распределение этих погрешностей подчиняется нормальному закону, результирующая предельная погрешность определится выражением

$$\Delta\varphi = \sqrt{(\Delta\varphi_1)^2 + (\Delta\varphi_2)^2 + (\Delta\varphi_3)^2 + (\Delta\varphi_4)^2}. \quad (9)$$

Рассмотрим отдельно составляющие погрешности.

Погрешность  $\Delta\varphi_1$  можно выразить формулой (для квадранта от 0 до 90°)

$$\Delta\varphi_1 \cong \frac{\pi}{4} - \arctg \frac{U_1}{U_2}, \quad (10)$$

где  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения, сдвинутые между собой на 90°.

При условии малой разницы между напряжениями перепишем формулу (10)

$$\Delta\varphi_1 \cong \arctg \frac{U_1 - U_2}{U_2} = \arctg \frac{\Delta U}{U_2}. \quad (11)$$

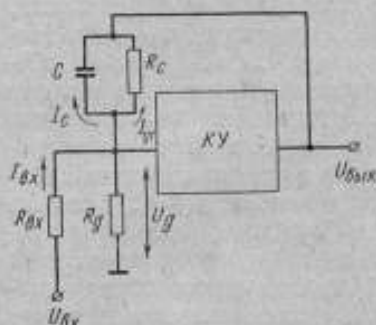


Рис. 5. Эквивалентная схема реального усилителя постоянного тока.  $U_g$  — напряжение на сетке;  $R_g$  — сопротивление утечки сетки;  $I_{гг}$  — ток утечки конденсатора  $C$ ;  $I_c$  — емкостный ток.

Практически возможно уравнивать с погрешностью 1,5–2% сигналы с помощью ИЗЧ вольтметра, встроенного в фазометр, в результате чего погрешность  $\Delta\varphi_1$  будет порядка 0,8–1,17°.

Определим погрешность  $\Delta\varphi_2$ .

Выражение относительной погрешности  $\Delta$  интегрирующего усилителя (рис. 5) имеет вид

$$\Delta = \frac{U_{\text{вых.о}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.о}}}, \quad (12)$$

где  $U_{\text{вых.о}}$  — выходное напряжение идеального интегратора:

$$U_{\text{вых.о}} = -\frac{1}{C_0 R_{\text{вх.о}}} \int_0^t U_{\text{вх}} dt; \quad (13)$$

$U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение реального интегратора:

$$-U_{\text{вых}} = \frac{1 + \Delta_C + \Delta_R + \frac{\Delta_K}{K_0} + \frac{1}{K_0}}{C_0 R_{\text{вх.о}}} \left[ \int_0^t (U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{дв}}) dt + \int_0^t \left( \frac{R_{\text{вх.о}}}{R_C} + \frac{1 + \Delta_K}{K_0} \right) U_{\text{вых}} dt \right], \quad (14)$$

где

$$\Delta_C = \frac{C_0 - C}{C_0} = \frac{\delta C}{C_0}; \quad \Delta_K = \frac{K_0 - K}{K_0} = \frac{\delta K}{K_0};$$

$\Delta_R = \frac{R_{\text{вх.о}} - R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх.о}}} = \frac{\delta R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}$  — относительные погрешности из-за отклонений сопротивлений, емкостей конденсаторов и коэффициентов усиления от номинальных значений, обозначенных индексом «0»;

$\Delta U_{др}$  — дрейф напряжения УПТ;

$R_c$  — сопротивление изоляции конденсатора.

Подставив формулы (14) и (13) в уравнение (12) и пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем выражение относительной погрешности интегратора

$$\Delta = - \left( \Delta_C + \Delta_R + \frac{\Delta_K}{K_0} + \frac{1}{K_0} \right) + \frac{\int_0^t \Delta U_{др} dt}{\int_0^t U_{вх} dt} - \left( \frac{R_{вх.о}}{R_c} + \frac{1 + \Delta_K}{K_0} \right) \frac{\int_0^t U_{вх.о} dt}{\int_0^t U_{вх} dt}. \quad (15)$$

Рассмотрим один из простейших случаев, когда  $U_{вх} = \text{const}$  и за время интегрирования напряжение дрейфа  $\Delta U_{др}$  не изменяется, тогда [3]

$$U_{вх.о} = - \frac{1}{C_0 R_{вх.о}} \int_0^t U_{вх} dt = - \frac{U_{вх} t}{C_0 R_{вх.о}};$$

$$\int_0^t U_{вх.о} dt = - \frac{U_{вх}}{C_0 R_{вх.о}} \cdot \frac{t^2}{2}; \quad \int_0^t U_{вх} dt = U_{вх} t; \quad \int_0^t \Delta U_{др} dt = \Delta U_{др} t.$$

После подстановки значений этих интегралов в уравнение (15) получим

$$\Delta = - \left( \Delta_C + \Delta_R + \frac{\Delta_K}{K_0} + \frac{1}{K_0} + \frac{\Delta U_{др}}{U_{вх}} \right) + \left( \frac{1}{C_0 R_c} + \frac{1 + \Delta_K}{K_0 C_0 R_{вх.о}} \right) \cdot \frac{t}{2}. \quad (16)$$

В данном случае отсчет времени  $t$  интегрирования ведут от момента последней регулировки усилителя.

Таким образом, погрешность по фазе с учетом  $K_0 \rightarrow \infty$  определим как

$$\Delta \varphi_2 = \arcsin \left[ - \left( \Delta_C + \Delta_R + \frac{\Delta U_{др}}{U_{вх}} + \frac{1}{C_0 R_c} \cdot \frac{t}{2} \right) \right]. \quad (17)$$

Так, в частности, при  $\Delta_C + \Delta_R = 10^{-3}$ ,  $\Delta U_{др} = 100 \text{ мкВ}$ ,  $U_{вх} = 50 \text{ мВ}$ ,  $C_0 R_c = 10^6 \text{ сек}$  и  $t = 2300 \text{ сек}$  будем иметь  $\Delta \varphi_2 \cong 1,5^\circ$ .

До сих пор нет методов и аппаратуры для определения коэффициента нелинейных искажений формы кривой  $k_F$  при инфранизких частотах. Если опираться на метод эллипса, то возможно определить этот коэффициент с погрешностью 2÷3% по формуле

$$\Delta \varphi_3 = \arcsin K_{F1} + \arcsin k_{F2}.$$

При условии  $k_{F1} = k_{F2} = k_F$

$$\Delta \varphi_3 = 2 \arcsin k_F \text{ [град]}. \quad (18)$$

При  $k_F = 2\%$  (0,02) погрешность  $\Delta \varphi_3 = 2,7^\circ$ .

Погрешность  $\Delta \varphi_4$  зависит от величины диаметра шкалы фазометра, толщины концов магнитных указателей, скорости движения указателей, а также от величины фазового сдвига.

Опуская многочисленные выкладки, приведем окончательное выражение

$$\Delta\varphi_4 = \frac{2x}{\pi D} \cdot 360^\circ \left[ (1 + |\sin(\pi - \varphi)|) + \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) \right]^\circ, \quad (19)$$

где  $x$  — ширина концевой части магнитного указателя (стрелки), мм;  
 $D$  — диаметр шкалы фазометра, спроектированный на экран, мм;  
 $\varphi$  — величина измеряемого сдвига фаз, рад;  
 $\omega$  и  $\omega_0$  — соответственно круговая частота магнитных указателей и та, при которой можно считать, что указатели стоят неподвижно, сек<sup>-1</sup>.

Расчет погрешности по формуле (19), например, при  $x = 0,2$  мм,  $D = 130$  мм,  $\varphi = \pi/2$ ,  $\omega_0 = 10^{-1}$ ,  $\omega = 10^{-1}$  сек<sup>-1</sup>, дает значение  $\Delta\varphi_4 = 0,72^\circ$ . Экспериментальные исследования на частотах 1; 0,1 гц и ниже, заключающиеся в определении приращения фазового сдвига, полностью подтвердили теоретические положения.

Подстановка значений составляющих погрешности в выражение (9) показывает, что погрешность быстродействующего фазометра — порядка  $3,26^\circ$ . Экспериментально установлено, что погрешность фазометра в диапазоне частот до 0,1 гц и при одинаковых уровнях сигнала на входах несколько меньше расчетной ( $2,6 \div 2,9^\circ$ ), а при частотах от 0,1 до 1 гц в связи с трудностью снятия отсчета — существенно выше.

#### Заключение

Описанный метод измерения сдвига фаз можно рекомендовать для диапазона инфразвуковых частот от 0,00001 до 0,05 гц. Теоретические исследования показали, а экспериментальные подтвердили, что погрешность

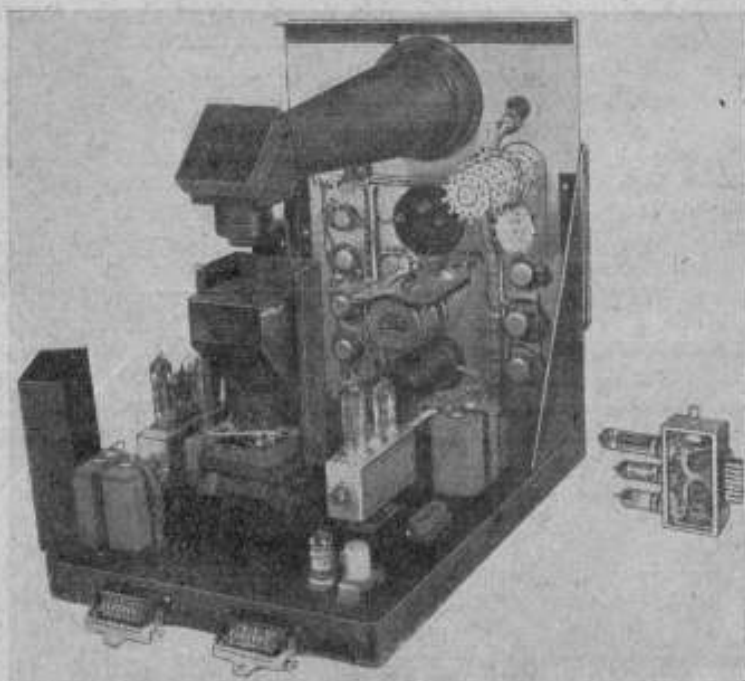


Рис. 6. Внешний вид фазометра ИЗЧ со снятым кожухом.



метода может быть снижена до  $3^\circ$  при быстродействии в несколько секунд, что дает существенное преимущество перед современными фазометрами ИЗЧ, требующими затраты на измерения десятков или сотен минут.

Разработан и изготовлен макет (рис. 6) фазометра инфразвуковых частот, который предназначен для работы с прецизионной фазометрической установкой ИЗЧ типа ПУПФ-1 в качестве грубого, но быстродействующего фазоиндикатора.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Смеляков В. В. Цифровые измерительные приборы инфранизких частот. Харьков, Гостехиздат, 1967.
2. Кравченко С. А. Прецизионный двухфазный генератор ИНЧ. «Измерительная техника», 1966, № 9.
3. Казаков В. А. Вычислительные устройства машины непрерывного действия. М., «Машиностроение», 1965.

Поступила в редакцию  
19/IV 1968 г.

ВНИИМ

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ  
ДЛЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО СЧИТЫВАНИЯ  
ПОКАЗАНИЙ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ ИХ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОВЕРКЕ

Одной из важных задач, возникающих при создании автоматической аппаратуры для поверки электроизмерительных приборов непосредственной оценки, является разработка устройства, обеспечивающего автоматическое считывание показаний со шкалы поверяемого прибора. Наряду с основным требованием — высокой точностью считывания, такое устройство должно удовлетворять и ряду специфических для автоматической поверки требований, главные из которых: бесконтактный способ считывания, выдача сигнала считывания, пригодного для использования его в цепях управления и измерения, быстродействие, возможность применения для приборов различных конструкций с отличающимися размерами и видом корпусов и шкал, а также простота обслуживания.

Известные в настоящее время бесконтактные устройства для считывания показаний со шкал измерительных приборов в соответствии с их принципом действия можно разделить на три группы:

устройства, основанные на преобразовании угла поворота указателя прибора в число импульсов или в код [1-4],

устройства, предназначенные для сигнализации момента достижения указателем заданного по шкале значения измеряемой величины [5, 6];

устройства, основанные на считывании фотокиноспособом\*.

Как показывает анализ, все эти устройства непригодны для считывания показаний при автоматической поверке приборов. Погрешность устройств первых двух групп в лучшем случае составляет  $0,2 \pm 0,5\%$ . Кроме того, устройства первой группы дают информацию о положении указателя безотносительно делений шкалы прибора, что недостаточно для его поверки, а устройства второй группы требуют установки в нужное место шкалы вручную. Что касается устройств третьей группы, то они, несмотря на кажущуюся простоту и удобство, имеют принципиальный недостаток, не позволяющий применить их для автоматической поверки приборов: они не дают соответствующих сигналов считывания, необходимых для управления измерительными цепями, и требуют предварительной обработки фотопластинок.

При создании считывающего устройства (СУ), пригодного для автоматической поверки приборов, надо учитывать, что решаемая им задача

\* Кораблев П. А. Способ определения погрешностей измерительных приборов. Авторское свидетельство СССР № 180816, «Бюллетень изобретений», 1966 г., № 8.

определяется в первую очередь принятым методом поверки. Как известно, принципиально возможны и допустимы два метода поверки: 1) путем задания номинальных для каждой поверяемой отметки значений измеряемой величины и считывания погрешности со шкалы поверяемого прибора в единицах длины шкалы или 2) путем сравнения входного и номинального значений сигнала, подаваемого на поверяемый прибор при совмещении указателя с поверяемыми отметками шкалы. Соответственно, в первом случае СУ должно преобразовывать и измерять расстояние между указателем и поверяемой отметкой шкалы, пропорциональное погрешности прибора, а во втором случае — определять момент совмещения указателя с поверяемыми отметками шкалы.

В разработанной во ВНИИМ установке для автоматической поверки в динамическом режиме приборов со стрелочным указателем \* принят второй метод построения СУ. Это обусловлено более высокой точностью считывания, независимостью от нелинейности шкалы поверяемого прибора, более простым конструктивным и схемным выполнением поверочной установки в целом.

### Принцип действия считывающего устройства

Разработанное СУ, функциональная схема которого приведена на рис. 1, имеет два канала опико-электронного преобразования изображений (ОЭП) указателя и отметок шкалы поверяемого прибора соответственно. Канал указателя состоит из опико-электронного преобразователя ОЭП<sub>1</sub>, усилителя У<sub>1</sub>, реверсивного двигателя РД и редуктора Р, образующих опико-электронную следящую систему. Канал отметок (штрихов) шкалы состоит из опико-электронного преобразователя ОЭП<sub>2</sub>, усилителя У<sub>2</sub>, демодулятора ДМ, фильтра Ф и электронного устройства выделения середины штрихов УВСШ.

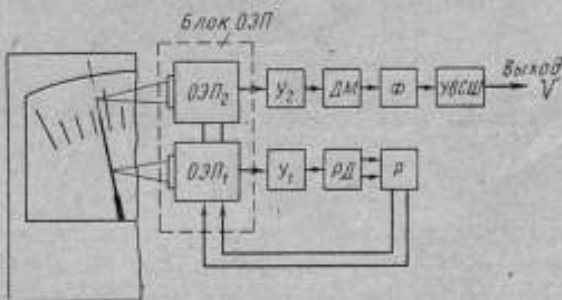


Рис. 1. Функциональная схема считывающего устройства.

Поля зрения каждого из ОЭП ограничены соответствующими щелевыми диафрагмами (Щ<sub>1</sub> и Щ<sub>2</sub> на рис. 2). Оба ОЭП жестко связаны между собой и находятся на общей платформе, образуя подвижный блок, приводимый в движение вдоль шкалы поверяемого прибора реверсивным двигателем РД через редуктор Р. Оси симметрии щелей обоих ОЭП расположены вдоль радиуса вращения подвижного блока, причем таким образом, что в поле зрения ОЭП<sub>1</sub> находится часть указателя, перемещающаяся на фоне чистого поля шкалы (под штрихами), а в поле зрения ОЭП<sub>2</sub> при движении подвижного блока вдоль дуги шкалы попадают только оцифрованные отметки, выступающие над прочими отметками шкалы. Траектории движения щелей ОЭП<sub>1</sub> и ОЭП<sub>2</sub> обозначены на рис. 2 через l<sub>1</sub> и l<sub>2</sub> соответственно. При этом имеется в виду, что перед автоматической поверкой прибора оси вращения его подвижной части (указателя) и подвижного блока ОЭП совме-

\* Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство СССР № 194948, «Бюллетень изобретений», 1967 г., № 9.

щены в точке  $O$ . Способ совмещения и влияние неточности совмещения на погрешность считывания рассмотрены ниже.

Принцип действия такого оптико-электронного считывающего устройства (ОЭСУ) заключается в следующем.

В исходном состоянии до начала поверки указатель совмещен с нулевой отметкой шкалы и при этом они находятся в полях зрения соответствующих ОЭП. В процессе поверки при движении указателя вдоль шкалы подвижный блок ОЭП при помощи оптико-электронной следящей системы осуществляет слежение за указателем по сигналу рассогласования, получаемому на выходе ОЭП<sub>1</sub> при смещении проекции и указателя с оси симметрии щели  $\mathcal{W}_1$ . Оба ОЭП работают в режиме

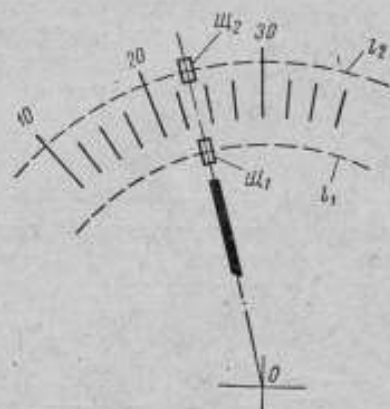


Рис. 2. Поля зрения и траектории считывания оптико-электронных преобразователей.

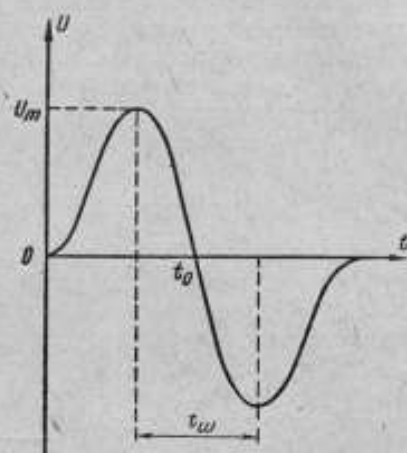


Рис. 3. Форма электрического сигнала на выходе фильтра демодулятора ОЭП<sub>2</sub>.

с модуляцией светового потока, производимой путем колебания щелей  $\mathcal{W}_1$  и  $\mathcal{W}_2$  с частотой  $f_m = 50$  гц или  $f_m = 100$  гц. Поэтому сигнал с выхода ОЭП<sub>1</sub> в виде напряжения переменного тока частотой  $f_m$  после усиления непосредственно управляет реверсивным двухфазным двигателем РД. При прохождении подвижного блока над оцифрованной отметкой шкалы на выходе ОЭП<sub>2</sub> вырабатывается модулированный электрический сигнал, форма которого после усиления, демодулирования и фильтрации, как известно [7], имеет вид, показанный на рис. 3 (шумы, наблюдаемые в реальном сигнале, на рисунке не показаны). Момент  $t_0$  перехода сигнала через нулевой уровень соответствует моменту совмещения оси симметрии штриха поверяемой отметки и оси симметрии колеблющейся щели,  $t_{ш}$  — времени прохождения штриха,  $U_m$  — амплитуде напряжения на выходе фильтра демодулятора. Вследствие соосности щелей  $\mathcal{W}_1$  и  $\mathcal{W}_2$  момент  $t_0$  соответствует также совмещению осей симметрии указателя и поверяемой отметки.

Для определения момента перехода сигнала через нулевой уровень служит электронная схема УВСШ, формирующая на выходе в момент  $t_0$  управляющий импульс.

Достоинством такого способа определения совмещений указателя и поверяемых отметок является высокая точность как выделения середины штрихов и указателя (погрешность — единицы и доли процента от их ширины [7 и 8]), так и определения их совмещения.

## Принципиальные схемы и конструкция

Одним из главных вопросов, определяющих в значительной степени принцип работы и конструкцию ОЭСУ, является выбор его оптической схемы. Последняя должна осуществлять проектирование указателя и поверяемых отметок в плоскости щелей соответствующих ОЭП при перемещении блока ОЭП вдоль шкалы поверяемых приборов различной конструкции. Кроме того, оптическая схема должна обеспечивать возможность точного совмещения осей вращения блока ОЭП и подвижной части прибора.

Возможны два основных варианта построения оптической схемы:

1) схема типа фотоэлектрического микроскопа [7 и 8] с подвижным объективом, ограниченное поле зрения которого перемещается вдоль шкалы в соответствии с движением указателя поверяемого прибора;

2) схема с неподвижным проекционным объективом, процирующим всю шкалу прибора в плоскость изображения, с которой передаются изображения отметок и указателя в соответствующие щели ОЭП.

Таким образом, в первом варианте считывание происходит как бы непосредственно со шкалы поверяемого прибора, во втором — с плоскости изображения, в которую спроектирована вся его шкала.

Сравнение этих вариантов показало, что для решаемой задачи второй вариант обладает существенными преимуществами. Основные из них следующие:

возможность приведения разных шкал поверяемых приборов к одному масштабу в плоскости изображения путем изменения оптического увеличения объектива, чем задается постоянная траектория считывания ОЭП и исключается необходимость изменения его радиуса вращения;

возможность наиболее простого и точного совмещения осей вращения блока ОЭП и подвижной части прибора непосредственно по экрану для визуального наблюдения, на который этим же объективом процируется шкала прибора;

простота конструкции и удобство контроля работы ОЭСУ по экрану, на который может быть нанесена дуга, соответствующая траектории считывания ОЭП в плоскости изображения.

К недостаткам этого варианта следует отнести несколько большую потерю света по сравнению с первым вариантом. Однако в случае применения в качестве фотоэлектрического преобразователя фотоэлектронных умножителей, обладающих большой чувствительностью (до  $10^4-10^5$  а/лм), этот недостаток не является решающим.

На рис. 4 приведена оптическая схема разработанного ОЭСУ, выполненная по второму варианту и включающая:

- 1) проекционное устройство;
- 2) систему совмещения изображений штриха и указателя с плоскостями щелей соответствующих ОЭП;
- 3) наблюдательный микроскоп;
- 4) осветительную систему.

Проекционное устройство состоит из объектива 2, оптическая ось которого совмещается с центром дуги шкалы 1 поверяемого прибора, разделительной пластинки 3, зеркала 5 и экрана 16, на котором нанесена юстировочная дуга 4, соответствующая траектории считывания ОЭП ( $I_2$  на рис. 2). По изображению шкалы, получаемому на экране 16, происходит приведение радиуса шкалы прибора к номинальному, фокусировка ее в плоскости изображения и согласование центра дуги шкалы (точнее — центра кривизны штрихов шкалы) с оптической осью проекционной системы. Это осуществляется путем наложения проекций штрихов на дугу 4

при совмещении штриха нулевой отметки шкалы с соответствующей нулевой риской на дуге 4.

В данной системе применены проекционный объектив типа ОФ-111 [9], имеющий скорректированную оптику для всего поля зрения

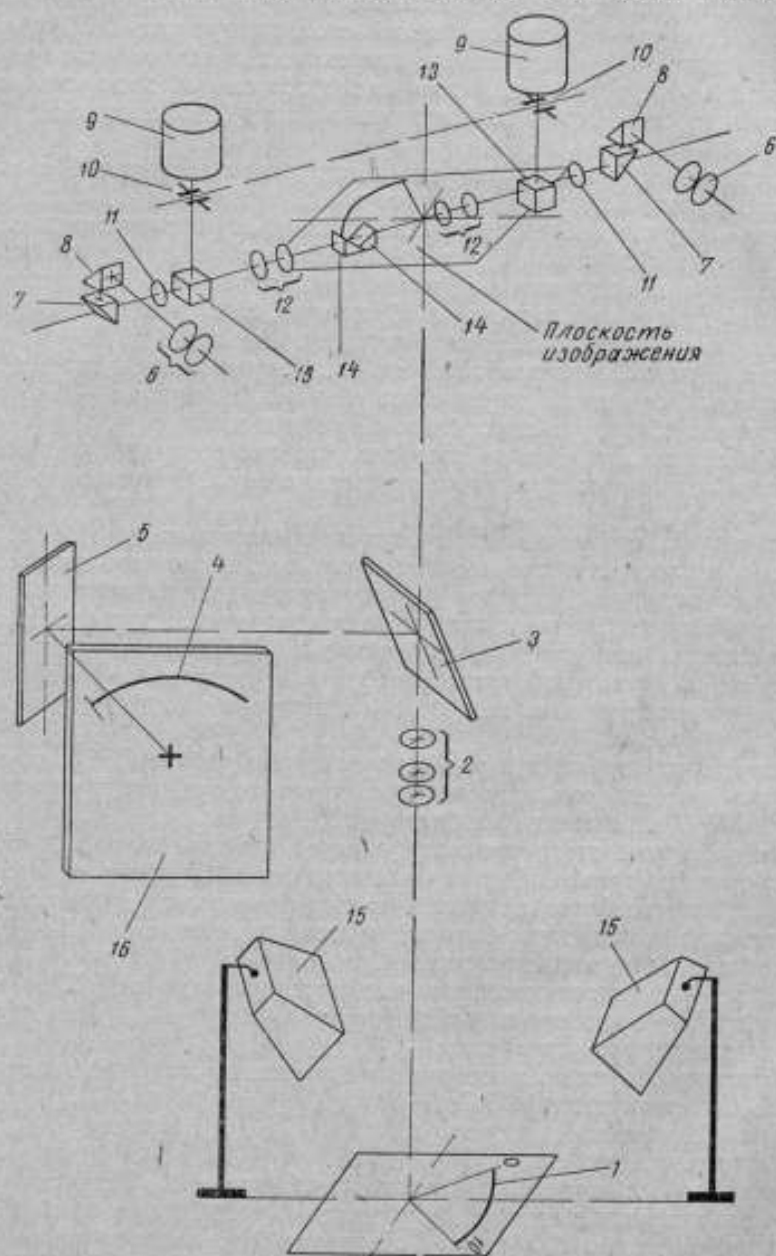


Рис. 4. Оптическая схема оптико-электронного считывающего устройства.

( $180 \times 130$  мм, что для всех поверяемых электроизмерительных приборов практически достаточно). Для приведения разных шкал к номинальной увеличению объектива можно плавно изменять от  $1\times$  до  $1,5\times$  за счет переме-

щения его в плоскости стола, на котором устанавливают поверяемый прибор, одновременно контролируя четкость изображения по экрану 16.

Система совмещения состоит из двух оптических каналов, разводящих изображения штриха и указателя на расстояние, необходимое для размещения двух рядом расположенных фотоэлектрических преобразователей со щелями. Каждый канал состоит из призмы 14 в плоскости изображения, объектива 12, призмы-кубика 13, щели 10 и фотоэлектрического преобразователя (ФЭУ-31) 9.

Для уменьшения потери света в системе совмещения отражающая грань призмы-кубика 13 сделана таким образом, что свет проходит преимущественно в плоскость щели (около 80%) и в наблюдательный микроскоп отражается лишь около 20% света. Увеличение системы совмещения  $1\times$  при ширине щелей  $b = 0,2$  мм, линейное поле зрения в плоскости предмета  $1 \div 1,5$  мм. Расстояние между центрами призм 14, соответствующее расстоянию между центрами полей зрения  $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$ , возможно регулировать вдоль радиуса шкалы в пределах  $5 \div 12$  мм.

Наблюдательный микроскоп, служащий в основном для юстировки оптической системы, а также для контроля работы каждого из оптических каналов, состоит из объектива 11, призм 7 и 8 и окуляра 6 типа АМ-10 ( $10\times$ ) с линейным полем 12 мм. Увеличение объектива микроскопа  $2\times$ . На сетке каждого окуляра нанесен бисектор, ось симметрии которого при юстировке совмещается с осью симметрии соответствующей щели  $ОЭП$ . Таким образом, бисекторы имитируют собой щели  $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$ , что удобно для контроля работы ОЭСУ при перемещении его вдоль шкалы поверяемого прибора в процессе настройки и исследования установки.

Осветительная система служит для равномерного безбликового освещения шкалы поверяемого прибора рассеянным светом и состоит из осветителей 15, в каждом из которых расположено несколько осветительных ламп с распределенной нитью, предназначенных для равномерного освещения предметов в проекционных системах.

Система совмещения и наблюдательный микроскоп оптической схемы — подвижные и расположены в едином блоке, перемещаемом вдоль шкалы поверяемого прибора приводом оптико-электронной следящей системы при слежении за указателем. Ось вращения подвижного блока при юстировке системы с большей точностью совмещается с оптической осью проекционного объектива 2.

На рис. 5 показан внешний вид оптико-электронного считывающего устройства, в которое входят все рассмотренные элементы оптической схемы ОЭСУ и привод следящей системы. Для уменьшения вибраций устройство имеет массивное литое основание, а привод следящей системы амортизирован.\*

Электронная часть ОЭСУ размещена в отдельном блоке — «блоке управления», имеющем два канала усиления электрических сигналов, поступающих с выходов  $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$ . Сигнал в канале указателя усиливается до значения, достаточного для управления с необходимой точностью приводом оптико-электронной следящей системы, а в канале штриха — до значения, необходимого для получения требуемой амплитуды напряжения на выходе демодулятора ДМ при данной чувствительности  $ОЭП_2$ . В этом же блоке расположены источники питания и электронное устройство выделения середины штриха УВСШ.

Принципиальная электрическая схема блока управления (без схемы УВСШ) с включенным на выходе его индикатором И выходного напря-

\* Конструкцию следящего устройства разработал ведущий инженер СКБ ВНИИМ В. Г. Богданов, оптическую схему рассчитала инженер Л. П. Фелькина.

жения, необходимым для настройки блока управления и контроля правильности его работы, изображена на рис. 6. Принципиальная электрическая схема УВСШ вместе с диаграммой, поясняющей принцип его действия, приведена на рис. 7.

Для получения большого входного сопротивления, необходимого для работы с высокоомной нагрузкой ФЭУ, входные каскады усилителей  $У_1$  и  $У_2$  выполнены на низковольтном электрометрическом двойном тетроде

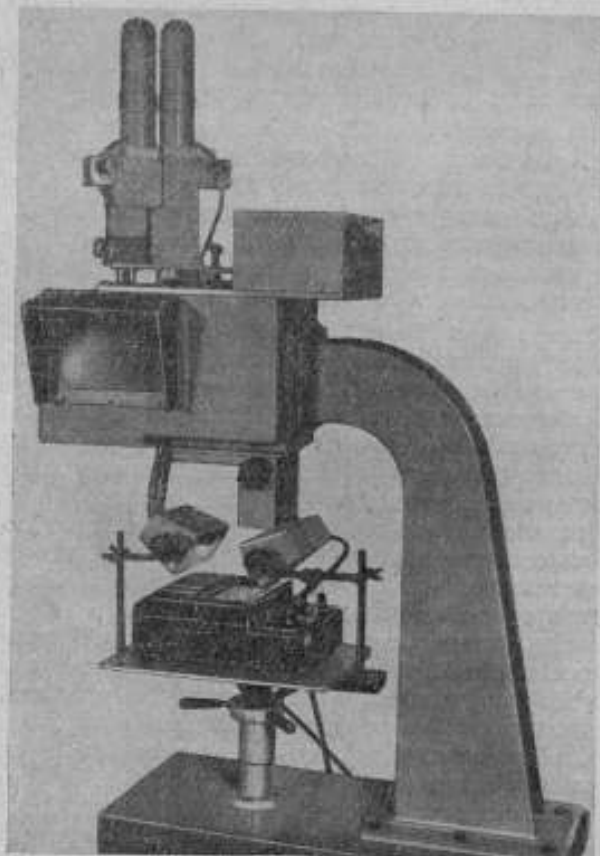


Рис. 5. Общий вид оптико-электронного считывающего устройства.

типа ЭМ-6 ( $Л_1$  рис. 6). Каждый из усилителей имеет выведенную регулировку коэффициента усиления ( $R_1, R_2$ ). Усилитель  $У_2$  имеет, кроме того, частотонизбирательную усилительную ячейку (на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  с двойным Т-образным фильтром в цепи отрицательной обратной связи), настроенную на пропускание полезного сигнала частотой 100 гц для повышения точности определения нулевого уровня на выходе ДМ. Добротность этой ячейки равна 4+5, затухание на частоте 200 гц — порядка 20. Максимальные коэффициенты усиления усилителей  $У_1$  и  $У_2$  — соответственно  $K_1 = 700$ ,  $K_2 = 1000$  (на частоте 100 гц). Для повышения стабильности коэффициента усиления усилителей  $У_1$  и  $У_2$  (кроме мощного выходного каскада  $У_1$  на транзисторах  $T_3, T_4$ ) питаются стабилизированным напряжением.



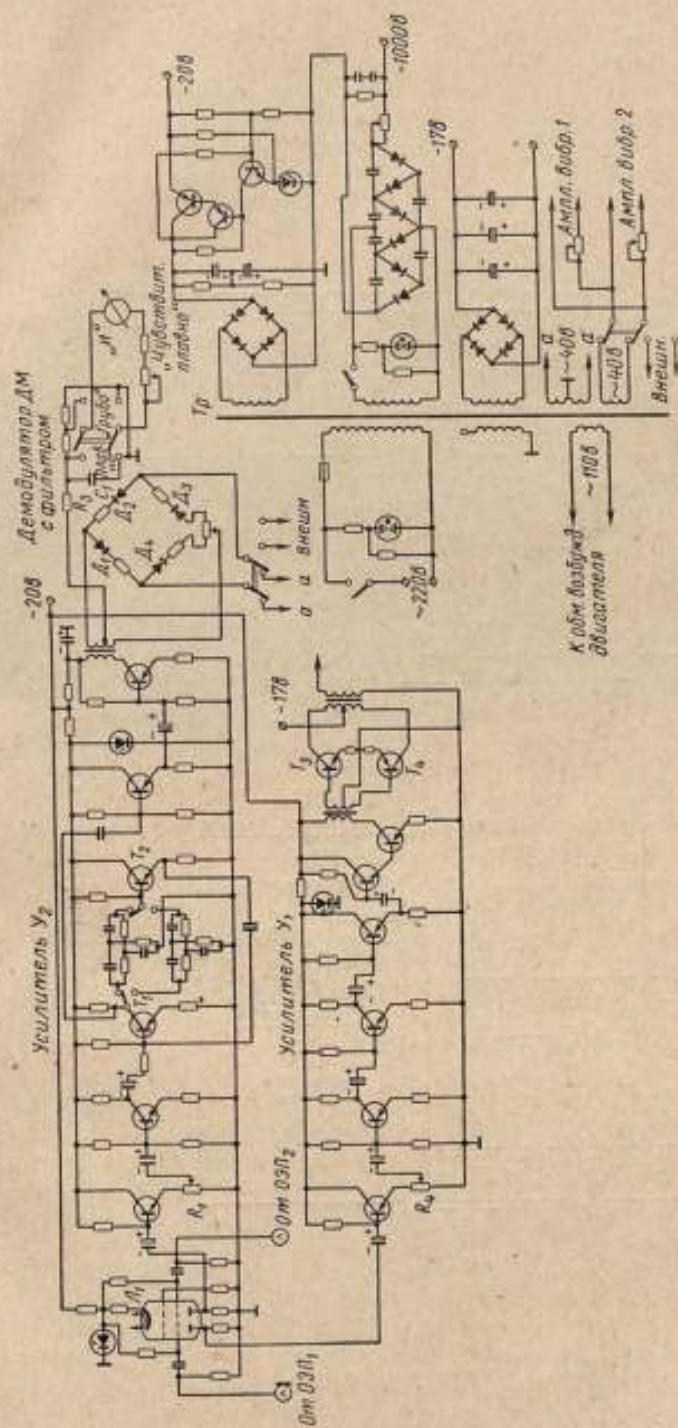


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема блока управления оптико-электронного считывающего устройства.

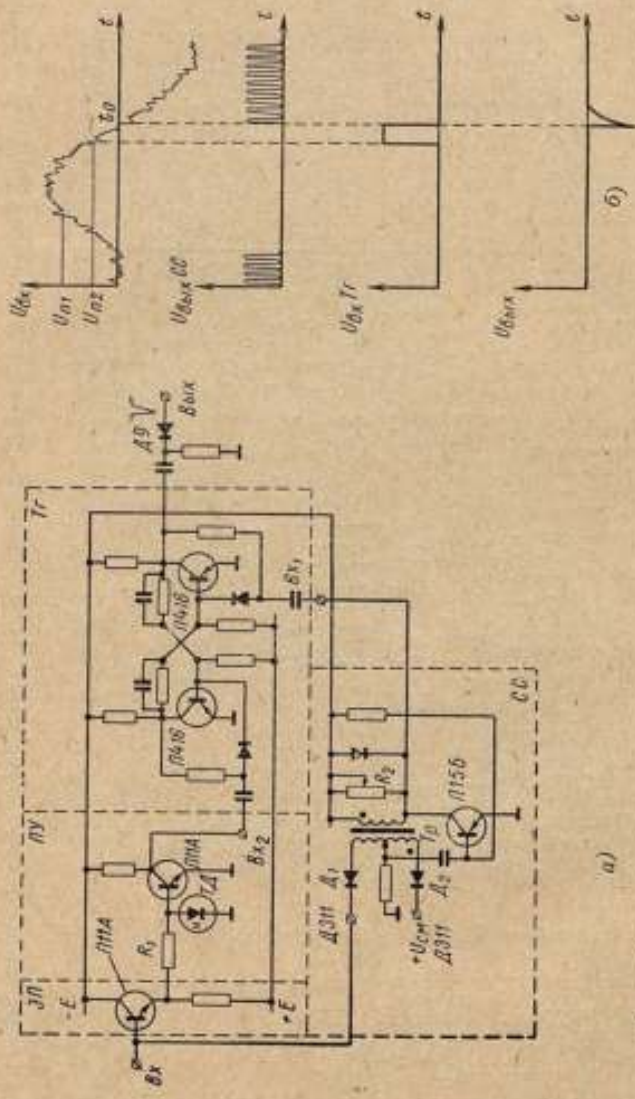


Рис. 7. Электрическая схема устройства выделения середины штрихов поверяемых отметок.

Демодулятор выполнен по обычной кольцевой схеме на диодах Д211 ( $D_1 + D_2$ ) с выведенной регулировкой  $R_2$  для балансировки нуля ДМ. Опорное напряжение ДМ составляет  $U_{оп} = 40$  в,  $f_{оп} = 100$  гц (от внешнего генератора), а номинальное входное напряжение  $U_{вх} = 20$  в. На выходе ДМ включен сглаживающий фильтр  $R_3 C_1$ , параметры которого подобраны экспериментально, исходя из условия получения как достаточно малой частотной погрешности, вносимой фильтром для реальных скоростей движения указателя, так и необходимого для нормальной работы УВСШ отношения сигнал/шум. Для выбранных значений  $R_3 = 1$  ком,  $C_1 = 15$  мкф это отношение равно 20 при амплитуде напряжения на вы-

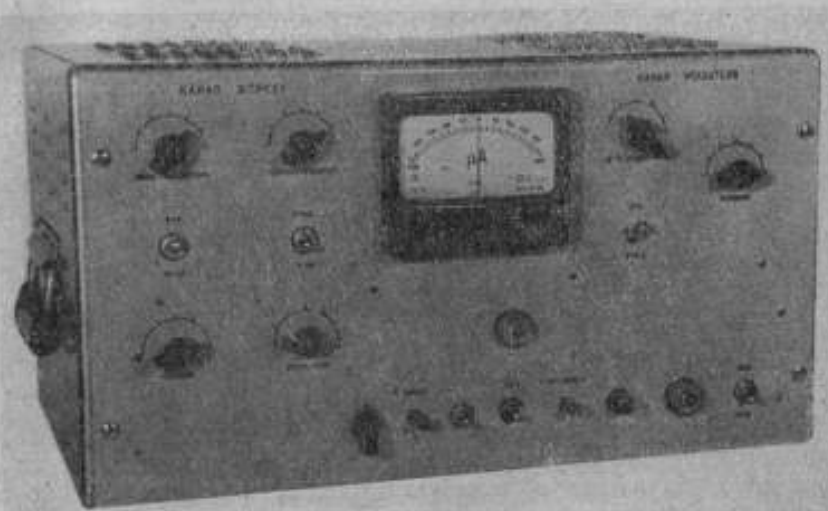


Рис. 8. Внешний вид блока управления опико-электронного считывающего устройства.

ходе ДМ порядка 5 в, что достаточно для получения требуемой точности выделения середины штриха устройством УВСШ.

В блоке управления предусмотрена возможность работы от внутреннего источника при частоте  $f_m = f_{оп} = 50$  гц. При этом напряжение возбуждения модуляторов и  $U_{оп}$  снимается с соответствующих обмоток силового трансформатора  $Tr$ , а в цепь усилителя  $У_2$  включают частотоизбирательный фильтр, настроенный на частоту 50 гц.

Принцип работы УВСШ (рис. 7а) основан на методе сравнения выходного напряжения ДМ с нулевым уровнем, обеспечивающим, как показано в литературе [8], большую точность, чем метод дифференцирования. Основными элементами УВСШ являются: входной согласующий эмиттерный повторитель ЭП, пороговое устройство ПУ на туннельном диоде ТД, триггер Тг, схема сравнения СС и выходная дифференцирующая цепь с вентилем. В качестве схемы сравнения применено сравнивающее устройство генераторного типа, отличающееся достаточно высокой точностью, простотой и быстродействием [10].

Принцип действия УВСШ пояснен диаграммами на рис. 7 б и подробно описан в работе [8]. Здесь мы отметим только, что в разработанной аппаратуре основные параметры сигнала, поступающего на вход УВСШ, следующие: амплитуда входного напряжения  $U_{вх,м} = 5$  в, уровень шумов  $U_{ш} = 150 \div 200$  мв, время прохождения штриха  $t_{ш} = 150 \div 300$  мсек. Для

надежной работы УВСШ выбраны пороговые напряжения ПУ:  $U_{\text{п}} = 2,5 \text{ в}$ ,  $U_{\text{т}} = 0,3 \text{ в}$ . Нестабильность нулевого порога срабатывания СС составляет  $\pm 20 \div 40 \text{ мв}$ , что достаточно для требуемой точности работы УВСШ.

На рис. 8 показана фотография внешнего вида блока управления ОЭСУ.

### Анализ погрешностей оптико-электронного считывающего устройства

Рассмотрим основные составляющие погрешности ОЭСУ, представляющего собой сложное устройство, результирующая погрешность которого определяется взаимодействием различных по принципу действия элементов — оптических, механических, электронных и элементов автоматического регулирования. Поэтому целесообразно для упрощения анализа выделить отдельные части ОЭСУ, выполняющие самостоятельные функции и определяющие его общую точность, а именно: подвижный блок оптико-электронных преобразователей ОЭП ( $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$ ), электронное устройство выделения середины штрихов УВСШ и оптико-электронную следящую систему ( $ОЭП_1$ ,  $У_1$ , РД, Р).

Соответственно погрешности ОЭСУ можно разделить на три группы погрешностей:

- 1) блока ОЭП,
- 2) электронного устройства выделения середины штрихов поверяемых отметок,
- 3) оптико-электронной следящей системы.

Общей особенностью рассматриваемых погрешностей является то, что все они в соответствии с принципом работы ОЭСУ выражаются в единицах ширины штрихов шкалы  $a_{\text{ш}}$  или указателя  $a_{\text{у}}$  поверяемого прибора и должны быть приведены к длине шкалы  $l_{\text{шк}}$  для получения значений погрешности в сравниваемых единицах приведенной погрешности поверяемого прибора. В дальнейшем при оценке этих погрешностей будем пользоваться следующими средними значениями конструктивных параметров приборов:  $a_{\text{ш}} = a_{\text{у}} = 0,1 \text{ мм}$ ;  $l_{\text{шк}} = 150 \text{ мм}$ ;  $R_{\text{шк}} = 100 \text{ мм}$  ( $R_{\text{шк}}$  — средний радиус дуги шкалы, соответствующей углу шкалы  $\alpha_{\text{шк}} = 90^\circ$ ).

Основными составляющими погрешности блока ОЭП являются: а) погрешность от смещения осей симметрии щелей  $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$ ; б) от неточности совмещения осей вращения блока ОЭП и подвижной части поверяемого прибора (погрешность эксцентриситета); в) от параллакса при процировании указателя и отметок шкалы, расположенных в разных плоскостях; г) динамическая погрешность сканирующего устройства (модулятора).

Погрешность от смещения осей симметрии щелей определяется точностью юстировки и стабильностью выставленного положения щелей ОЭП. Учитывая, что последние находятся в плоскости изображения шкалы, приведенную к длине шкалы погрешность от смещения щелей можно представить в виде

$$\delta_{\text{см}} = \frac{R_{\text{шк}} \text{tg } \Delta\alpha}{\beta_0 l_{\text{шк}}}, \quad (1)$$

где  $\Delta\alpha$  — угол смещения щелей;

$\beta_0$  — увеличение оптической системы ОЭСУ.

При юстировке щелей путем последовательного наведения их на середину одного и того же штриха в статическом режиме точность юстировки практически определяется погрешностью наведения на штрих  $\delta_{\text{ш}}$ . В этом

случае погрешность  $\delta_{см}$  можно оценить непосредственно в долях ширины штриха  $a_m$  в плоскости шкалы

$$\delta_{см} = \frac{2\delta_m a_m}{l_{шк}} \quad (2)$$

Как известно [7],  $\delta_m \leq \pm 1+2\%$ , что для принятых значений  $a_m$  и  $l_{шк}$  даст  $\delta_{см} \leq \pm 0,003\%$ .

Погрешность от эксцентриситета блока ОЭП и подвижной части прибора обусловлена, с одной стороны, изменением чувствительности ОЭП вследствие углового смещения осей симметрии сканирующей щели и проекции штриха или указателя (так называемого «перекоса щели»), с другой — уходом центра считывающей щели ОЭП<sub>2</sub> с соответствующего радиуса шкалы.

Оценим зависимость перекоса щели от эксцентриситета и соответствующее изменение чувствительности ОЭП. На рис. 9 изображен общий случай смещения центра вращения  $O'$  блока ОЭП относительно центра вращения подвижной части прибора  $O$  на некоторую величину  $r$ , определяемую координатами смещения  $\Delta x$  и  $\Delta y$  в плоскости вращения. Это произвольное смещение вызвало переход траектории считывания с дуги  $l_0$ , являющейся частью окружности радиуса  $R_{шк}$  с центром в точке  $O$ , на дугу  $l_0'$ , являющуюся частью окружности того же радиуса с центром в точке  $O'$ . Смещение траекторий считывания определяется величиной  $\Delta R_i$ , функционально связанной с углом отклонения  $\alpha_i$  подвижной части. Найдем величину этого смещения.

Координаты любой точки  $A_i'$ , лежащей на окружности с центром  $O'$ , найдем, решив совместно уравнения этой окружности и секущей, проходящей через точку  $A_i'$  из центра  $O$ :

$$(x_i - \Delta x)^2 + (y_i - \Delta y)^2 = R_{шк}^2 \quad (3)$$

$$y_i = x_i \operatorname{tg} \alpha_i \quad (4)$$

где  $x_i, y_i$  — координаты  $A_i'$  в системе координат  $X, Y$ .

Решая совместно уравнения (3) и (4), после ряда промежуточных преобразований получим

$$x_{i,1,2} = \left[ (\Delta x + \Delta y \operatorname{tg} \alpha_i) \pm \sqrt{(\Delta x + \Delta y \operatorname{tg} \alpha_i)^2 + \frac{R_{шк}^2 - r^2}{\cos^2 \alpha_i}} \right] \cos^2 \alpha_i \quad (5)$$

где  $r = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}$ .

Координату  $y_{i,1,2}$  определим, подставив выражение (5) в уравнение (4).

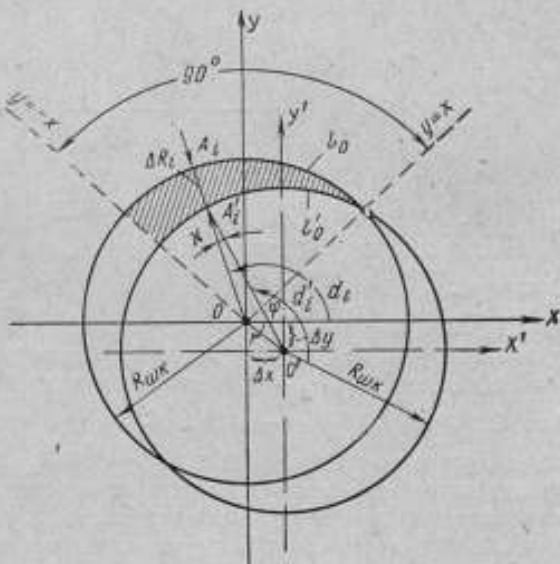


Рис. 9. Случай смещения траектории считывания вследствие эксцентриситета подложного блока оптико-электронных преобразователей и центра вращения подвижной части поверяемого прибора.

Интересующая нас область смещения траектории считывания лежит в секторе, ограниченном секущими  $y = x$  и  $y = -x$ , соответствующими  $\alpha_i = \pi/4$  и  $\alpha_i = 3\pi/4$ . Для любой точки  $A'_i$ , лежащей на дуге  $l'_0$  внутри указанного сектора, расстояние до центра  $O$  найдем из выражения

$$OA'_i = \frac{x_i}{\cos \alpha_i}. \quad (6)$$

Учитывая выражения (5) и (6) и заменив  $\Delta x = r \cos \varphi$  и  $\Delta y = r \sin \varphi$ , получим уравнение отклонения траектории считывания от идеальной в зависимости от произвольного смещения центра вращения блока  $OЭП$  в виде

$$\Delta R_i = R_{\text{max}} - \left[ r(\cos \varphi + \sin \varphi \operatorname{tg} \alpha_i) \pm \sqrt{r^2(\cos \varphi + \sin \varphi \operatorname{tg} \alpha_i)^2 + \frac{R_{\text{max}}^2 - r^2}{\cos^2 \alpha_i}} \right] \cos \alpha_i, \quad (7)$$

где  $\varphi$  — угол между радиусом-вектором  $r$  точки  $O'$  и осью  $x$ .

В выражении (7) знак плюс перед квадратным корнем соответствует  $0 \leq \alpha_i \leq \frac{\pi}{2}$ , знак минус соответствует  $\frac{\pi}{2} \leq \alpha_i \leq \pi$ .

Выражение (7) дает множество значений  $\Delta R_i$  в зависимости от координат смещения центра  $O'$  ( $r$  и  $\varphi$ ) и углов вращения  $\alpha_i$ .

Расчет значений  $\Delta R_i$ , проведенный в соответствии с выражением (7) для  $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$ ,  $\frac{\pi}{4} \leq \alpha_i \leq \frac{3\pi}{4}$  и  $r = \text{const}$ , показал, что в этом случае  $\Delta R_i$  изменяется в пределах  $-r \leq \Delta R_i \leq +r$  и при самом неблагоприятном характере смещения центра вращения  $OЭП$  максимальное отклонение траектории считывания от идеальной составляет  $\Delta R_{i \text{max}} = \pm r$ .

Для принятого способа считывания (по оцифрованным отметкам) можно допустить отклонение траектории  $\Delta R_{i \text{max}} \leq \pm 0,5$  мм. Отсюда может быть определено практическое требование к точности центровки осей вращения  $OЭП$  и подвижной части прибора при любом характере смещения:

$$r \leq \pm 0,5 \text{ мм.}$$

На основе полученных зависимостей легко найти значение перекоса щели вследствие произвольного смещения осей вращения  $OЭП$  и подвижной части прибора. Для любой точки  $A_i$ , соответствующей центру сканирующей щели и расположенной на траектории считывания  $l_0$  (рис. 9), справедливо равенство

$$\alpha_i = \operatorname{arctg} \frac{y}{x} = \operatorname{arctg} \frac{y_i}{x_i}, \quad (8)$$

где  $x, y$  — координаты точки  $A_i$ ;

$x_i, y_i$  — координаты точки  $A_i$ , соответствующей центру сканирующей щели при переходе на траекторию  $l'_0$  вследствие смещения центра вращения в точку  $O'$ .

В смещенной системе координат ( $X', Y'$ ) угол  $\alpha'_i$ , определяющий положение точки  $A'_i$  на смещенной траектории считывания  $l'_0$ , равен

$$\alpha'_i = \operatorname{arctg} \frac{y'_i}{x'_i},$$

где  $x'_i, y'_i$  — координаты точки  $A'_i$  в системе координат ( $X', Y'$ ).

Переходя к исходной системе координат  $(X, Y)$ , получим для  $\alpha'_i$

$$\alpha'_i = \operatorname{arctg} \frac{y_i - \Delta y}{x_i - \Delta x}. \quad (9)$$

Угол перекося щели  $\kappa = (\alpha'_i - \alpha_i)$  с учетом формул (8) и (9) и после тригонометрических преобразований определим следующим образом:

$$\kappa = \operatorname{arctg} \frac{y_i \Delta x - x_i \Delta y}{x_i (x_i - \Delta x) + y_i (y_i - \Delta y)}.$$

Выражая координаты смещения  $\Delta x, \Delta y$  через  $r$  и  $\varphi$  и учитывая равенство (4), после ряда преобразований окончательно получим

$$\kappa = \operatorname{arctg} \frac{r (\cos \varphi \operatorname{tg} \alpha_i - \sin \varphi)}{\frac{x_i}{\cos^2 \alpha_i} - r (\sin \varphi \operatorname{tg} \alpha_i + \cos \varphi)}, \quad (10)$$

где  $x_i$  найдем из выражения (5).

Расчет значений  $\kappa$ , произведенный в соответствии с полученным выражением (10) для  $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$ ,  $\frac{\pi}{4} \leq \alpha_i \leq \frac{3\pi}{4}$  и  $r = \pm 0,5$  мм, показал, что перекося щели изменяется при этом в пределах  $-0,29^\circ \leq \kappa \leq +0,29^\circ$ , и при самом неблагоприятном характере смещения центра вращения *ОЭП* максимальный угол перекося щели составляет  $\kappa_{\max} = \pm 0,29^\circ$ .

Столь малый угол перекося щели вызывает, естественно, незначительное уменьшение чувствительности *ОЭП*. Как показывают расчеты, при обычном отношении высоты щели к ее ширине  $l_{\text{щ}}/a_{\text{щ}} = 10 \div 20$  чувствительность *ОЭП* уменьшается на 5–10%, что приводит к увеличению погрешности определения середины штриха не более чем на 1–2% от его ширины. В случае приведения к длине шкалы это составляет менее 0,001%, чем можно пренебречь.

Более серьезное влияние оказывает рассматриваемый эксцентриситет на погрешность, вызываемую уходом центра считывающей щели *ОЭП*<sub>2</sub> с соответствующего радиуса шкалы. Эта погрешность обусловлена спецификой принятого метода считывания, а именно — применением двух *ОЭП*, из которых один (*ОЭП*<sub>1</sub>) непрерывно следит за указателем прибора. При таком методе центр щели *ОЭП*<sub>1</sub> всегда находится на оси симметрии указателя и любое несовпадение радиусов вращения указателя и блока *ОЭП* вызовет уход центра щели *ОЭП*<sub>2</sub> с этой оси. Поэтому при совмещении указателя с поверяемой отметкой центр щели *ОЭП*<sub>2</sub> окажется смещенным относительно оси симметрии отметки, что приведет к погрешности считывания.

Для оценки этой погрешности рассмотрим схему на рис. 10, поясняющую механизм ее происхождения, приняв следующие обозначения: *OB* — ось симметрии указателя, совмещенного с поверяемой отметкой; *O'B'* — ось симметрии радиуса вращения блока *ОЭП* при смещении его центра вращения в точку *O'*; *O*<sub>1</sub> и *O*<sub>2</sub> — центры щелей *Щ*<sub>1</sub> и *Щ*<sub>2</sub> блоков *ОЭП*<sub>1</sub> и *ОЭП*<sub>2</sub> соответственно при совмещении центров вращения в точке *O*; *O'*<sub>1</sub> и *O'*<sub>2</sub> — то же, при смещении центра вращения *ОЭП* в точку *O'*. Как видно из рис. 10, абсолютная погрешность считывания определится дугой *O'*<sub>2</sub>*O*<sub>2</sub>, соответствующей уходу центра *O*<sub>2</sub> считывающей щели *Щ*<sub>2</sub> от оси симметрии отметки по траектории считывания *l*<sub>0</sub> (точка *O*<sub>2</sub>). Для малых углов перекося  $\kappa$

$$O'_2 O_2 = h \operatorname{tg} \kappa,$$

где  $h$  — расстояние между центрами щелей *ОЭП*<sub>1</sub> и *ОЭП*<sub>2</sub>.

Таким образом, рассматриваемая погрешность может быть определена из выражения

$$\delta_{\text{ш}} = \frac{h \operatorname{tg} \kappa}{l_{\text{шк}}}, \quad (11)$$

где  $\kappa$  находим из выражения (10).

Оценим максимальную погрешность  $\delta_{\text{ш}}$  для наибольшего угла перекоса  $\kappa = \pm 0,29^\circ$ . Для реальных приборов значение  $h$  лежит в пределах  $4 \text{ мм} \leq h \leq 8 \text{ мм}$ . Отсюда для  $l_{\text{шк}} = 150 \text{ мм}$  из выражения (11) находим

$$\delta_{\text{ш}} \leq \pm 0,014 \%$$

Погрешность от параллакса при процировании расположенных в разных плоскостях отметок шкалы и указателя поверяемого прибора опре-

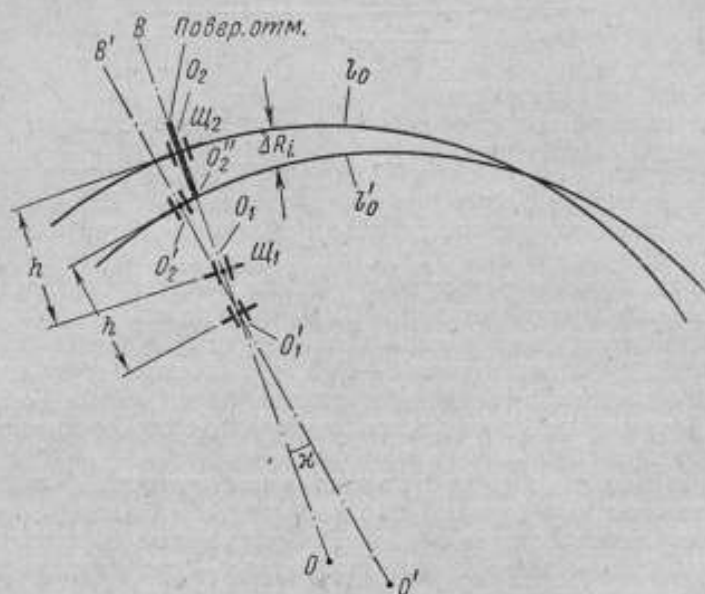


Рис. 10. Схема, поясняющая происхождение погрешности считывания от эксцентриситета (рис. 9).

деляется в значительной степени способом процирования, т. е. местом расположения объектива относительно шкалы, и является переменной величиной для разных точек шкалы. Можно показать, что для наиболее общего случая — симметричного расположения объектива относительно шкалы, т. е. когда оптическая ось его проходит через середину дуги шкалы  $O$  (рис. 11), приведенная погрешность от параллакса будет

$$\delta_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{шк}} \varepsilon}{l_{\text{шк}} (x_{\text{ш}} - \varepsilon)} \sin \Delta \alpha_1, \quad (12)$$

где  $\varepsilon$  — расстояние между плоскостями, в которых расположены указатель и поверяемые отметки шкалы;

$x_{\text{ш}}$  — расстояние от фокуса объектива до плоскости шкалы;

$\Delta \alpha_1$  — центральный угол дуги шкалы, соответствующий хорде, соединяющей середину дуги с рассматриваемой точкой шкалы на этой дуге.

Расчет, проведенный по формуле (12), показывает, что для реальных приборов при  $-\frac{\pi}{4} \leq \Delta \alpha_1 \leq +\frac{\pi}{4}$ ,  $\varepsilon = 1 \text{ мм}$ ,  $x_{\text{ш}} = 148 \text{ мм}$  (что соответ-



стует примененному в ОЭСУ проекционному объективу типа ОФ-111 с  $f' = 148$  мм при  $\beta = 1^\circ$  погрешность  $\delta_n \leq \pm 0,31\%$ . Отсюда очевидно, что такой способ процирования непригоден для использования в ОЭСУ.

В разработанном ОЭСУ для исключения погрешности от параллакса оптическая ось объектива  $O$  совмещена с осью вращения  $O_1$  блока ОЭП. При этом треугольник  $OO_1C$  вырождается в линию  $O_1C$ , угол  $\Delta\alpha_i = 0$  и, согласно формуле (12),  $\delta_n = 0$ . Смещение проекций штриха и указателя в плоскости изображения происходит в этом случае только в радиальном направлении ( $\Delta = \Delta_R$ ), не вызывающем погрешности от параллакса. Достоинством такого способа процирования является исключение погрешности от параллакса независимо от точности совмещений осей вращения

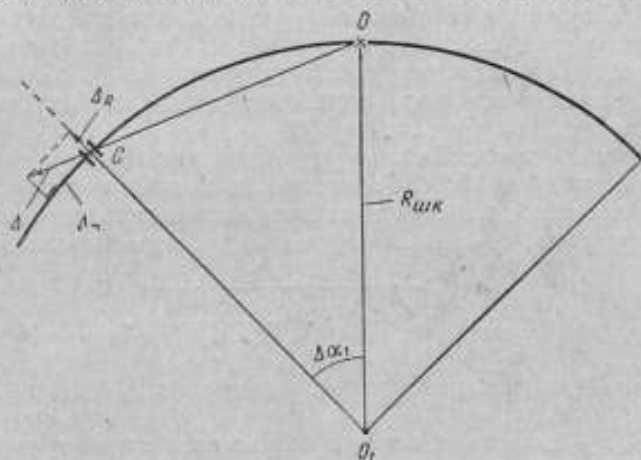


Рис. 11. Схема, поясняющая происхождение погрешности считывания от параллакса.

блока ОЭП и подвижной части поверяемого прибора, так как в любом случае относительное смещение проекций штриха и указателя все равно происходит вдоль радиуса ОЭП, проходящего через центр щели.

Динамическая погрешность сканирующего устройства (модулятора) определяется частотой модуляции светового потока  $f_m$  и скоростью  $v$  прохождения блока ОЭП над штрихами шкалы. Рассмотрим оптимальный режим сканирования, т. е. равенства ширины щели, проекции штриха в плоскости щели и амплитуды сканирования ( $b_{щ} = a_{щ} = A$ ). Обозначим через  $\Delta a'_{щ}$  абсолютное значение допустимой динамической погрешности определения середины проекции штриха в плоскости щели,  $n$  — число полных колебаний щели при перемещении ее на величину  $\Delta a'_{щ}$ . Тогда число полных колебаний щели при перемещении на  $a'_{щ}$  составит

$$N = \frac{a'_{щ}}{\Delta a'_{щ}} n.$$

Время, соответствующее этому перемещению,

$$t_{щ} = \frac{N}{f_m} = \frac{a'_{щ} n}{\Delta a'_{щ} f_m}. \quad (13)$$

Учитывая, что  $v = a'_{щ}/t_{щ}$ , получаем, согласно выражению (13),

$$v = \frac{\Delta a'_{щ} f_m}{n}.$$

откуда

$$\Delta a_{ш}^* = \frac{v n}{f_m}.$$

Приведенное к длине шкалы значение динамической погрешности модулятора будет

$$\delta_m = \frac{\Delta a_{ш}^*}{\beta_0 l_{шк}} = \frac{v n}{f_m \beta_0 l_{шк}}, \quad (14)$$

где  $\beta_0$  — увеличение оптической системы.

Можно показать, что при  $f_m = 100$  гц,  $\beta_0 = 1$ ,  $l_{шк} = 150$  мм,  $v = 1$  мм/сек и минимально необходимом значении  $n_{мин} = 1$ , получим  $\delta_m = 0,006\%$ . Эту погрешность можно снизить при увеличении  $f_m$  или соответствующем уменьшении  $v$ . При поверке приборов в динамическом режиме на больших скоростях движения указателя ( $v > 1$  мм/сек) погрешность  $\delta_m$  можно исключить, обработав результаты при двухскоростной поверке.\*

Погрешности электронной схемы устройства выделения середины штрихов поверяемых отметок (УВСШ) достаточно подробно рассмотрены в работе [8], где показано, что относительная погрешность определения середины штриха методом сравнения с нулевым уровнем выражается уравнением

$$\lambda_a = \frac{1}{\pi} \sqrt{\left(\frac{1}{\mu}\right)^2 + \left(\frac{U_{п_0} + \Delta U_{п_0}}{U_m}\right)^2}, \quad (15)$$

где  $\mu$  — отношение сигнал/шум на выходе фильтра демодулятора;

$U_{п_0}$ ,  $\Delta U_{п_0}$  — начальный порог срабатывания схемы сравнения и его нестабильность соответственно;

$U_m$  — амплитуда напряжения на выходе фильтра демодулятора.

Для имевших место в реальной системе значений  $\mu = 20$ ,  $(U_{п_0} + \Delta U_{п_0}) = 10 \div 20$  мв и  $U_m = 4 \div 5$  в второй составляющей погрешности выражения (15) можно пренебречь. Тогда приведенная к длине шкалы погрешность электронной схемы УВСШ будет

$$\delta_a = \frac{a_{ш}}{\pi \mu l_{шк}}. \quad (16)$$

Пользуясь выражением (16), получим для принятых значений  $a_{ш} = 0,1$  мм,  $l_{шк} = 150$  мм погрешность  $\delta_a \leq \pm 0,002\%$ , т. е. достаточно малую.

На рис. 12 изображена структурная схема оптико-электронной следящей системы, примененной в ОЭСУ. Как следует из нее, следящая система ОЭСУ является астатической системой первого порядка, работающей в режиме отработки входной величины, изменяющейся с постоянной угловой скоростью  $\omega_y$  движения указателя вдоль шкалы поверяемого прибора. Известно, что такая система имеет кинетическую (динамическую) погрешность слежения

$$\Delta_k = \frac{\omega_y}{D_k}, \quad (17)$$

где  $D_k$  — кинетическая добротность, или коэффициент усиления по скорости.

\* Зорин Д. И., Эскин С. П. Способ автоматической поверки измерительных приборов. Авторское свидетельство СССР № 197003, «Бюллетень изобретений», 1967, № 13.

Учитывая, что для данной системы

$$D_k = \frac{K_M K_{\Phi\Phi} K_Y K_{\Delta\Phi}}{z},$$

получим из равенства (17) выражение для кинетической погрешности следящей системы

$$\Delta_k = \frac{\omega y z}{K_M K_{\Delta\Phi} K_{\Phi\Phi} K_Y}, \quad (18)$$

где  $z$  — передаточное число редуктора;  
 $K_M$  и  $K_{\Delta\Phi}$  — коэффициенты передачи модулятора и двигателя;  
 $K_{\Phi\Phi}$  и  $K_Y$  — коэффициенты усиления фотоэлектрического преобразователя и электронного усилителя.

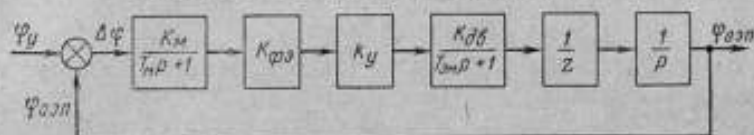


Рис. 12. Структурная схема оптико-электронной следящей системы.

$\varphi_y$  — угол поворота указателя поверяемого прибора, изменяющийся по линейному закону;  $\varphi_{OEP}$  — угол поворота ОЭП при слежении за указателем;  $\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_{OEP}$  — рассогласование на выходе следящей системы;  $T_M$  — постоянная времени модулятора;  $T_{\Delta\Phi}$  — электромеханическая постоянная времени двигателя;  $p$  — оператор Лапласа.

Статическая погрешность  $\Delta_{ст}$  астатической линейной следящей системы, как известно, равна нулю. Однако реальная следящая система всегда нелинейна. Главной составляющей нелинейности следящей системы является момент трения  $M_{тр}$  на валу двигателя. С учетом  $M_{тр}$

$$\Delta_{ст} = \frac{M_{тр}}{K_{\Sigma}}, \quad (19)$$

где  $K_{\Sigma}$  — суммарный коэффициент усиления по моменту.

Для рассматриваемой системы

$$K_{\Sigma} = K_M K_{\Phi\Phi} K_Y C_{ми}, \quad (20)$$

где  $C_{ми} = \frac{\Delta M_n}{\Delta U} \cong \frac{M_n}{U_n}$  — передаточный коэффициент по моменту используемого в следящей системе двухфазного асинхронного двигателя;

$M_n$  — пусковой момент двигателя;

$U_n$  — номинальное напряжение на обмотке управления.

Используя формулы (19) и (20), получим зависимость для расчета статической погрешности

$$\Delta_{ст} \cong \frac{M_{тр} U_n}{K_M K_{\Phi\Phi} K_Y M_n},$$

или, пользуясь выражением для кинетической добротности  $D_k$ , получим

$$\Delta_{ст} = \frac{M_{тр} U_n K_{\Delta\Phi}}{D_k M_n z}. \quad (21)$$

Абсолютная погрешность оптико-электронной следящей системы равна сумме кинетической и статической погрешностей

$$\Delta_{св} = \Delta_k + \Delta_{ст},$$

определяемых из выражений (18) и (21) соответственно.

Расчет указанных погрешностей следящей системы, а также необходимый при этом анализ условий устойчивой ее работы и требуемого качества переходного процесса могут быть произведены на основе известных методов теории автоматического управления и регулирования применительно к системе, описываемой дифференциальным уравнением третьего порядка [11 и 12].

Опуская детали расчета, приведем конечные результаты для случая использования в ОЭСУ асинхронного двухфазного микродвигателя с полым ротором типа АДП-262, имеющего  $T_{эм} = 0,005$  сек [13], и модулятора с  $f_m = 100$  гц:

предельная добротность, соответствующая аperiodическому переходному процессу при максимальной скорости слежения  $\omega_{y \max} = \frac{\pi}{100}$  рад/сек, составляет  $D_{кр} = 31^{-1}$  сек;

$\Delta_{ст} = 3 \cdot 10^{-5}$  рад, что соответствует приведенной статической погрешности  $\delta_{ст} \approx \pm 0,002\%$ ;

$\Delta_{к \max} \approx 1 \cdot 10^{-3}$  рад (предельный режим слежения).

Допускаемое по условиям автоматической поверки значение погрешности  $\Delta_k \leq 1 \cdot 10^{-4}$  рад ( $\delta_k \approx 0,007\%$ ) получается при  $\omega_y \leq \frac{\pi}{1000}$  рад/сек. При значениях угловой скорости движения указателя, лежащих в пределах  $\frac{\pi}{1000} \leq \omega_y \leq \frac{\pi}{100}$  рад/сек, для исключения динамической погрешности следящей системы необходимо применять двухскоростной режим поверки\*. При этом результирующая погрешность следящей системы будет определяться ее статической составляющей  $\Delta_{ст}$ .

#### Результаты экспериментального исследования

В процессе экспериментального исследования были определены следующие основные характеристики ОЭСУ: чувствительность оптико-электронных преобразователей и ее изменение под влиянием различных факторов; погрешность от неточности производимого по экрану ОЭСУ совмещения центров вращения блока ОЭП и подвижной части поверяемого прибора; погрешности УВСШ, оптико-электронной следящей системы и ОЭСУ в целом.

Исследование чувствительности было проведено при постоянной ширине щели  $b_{щ1} = b_{щ2} = 0,2$  мм. При освещении шкалы прибора осветителем, содержащим питаемые выпрямленным напряжением четыре лампы накаливания мощностью по 25 ат каждая, получены на выходе фильтра демодулятора при прохождении штриха амплитуда напряжения  $U_{дм} = 5$  в и действующее значение напряжения на управляющей обмотке двигателя следящей системы  $U_y \approx 100$  в при отношении сигнал/шум  $\mu \approx 20$ . Изменение ширины проекции штриха (указателя) на  $\pm 50\%$  и амплитуды сканирования на  $\pm 20\%$  относительно номинальных значений приводит к изменению чувствительности обоих каналов ОЭП менее чем на 20%. Исследования изменения чувствительности ОЭП от других факторов (перекоса щели при  $l_m/b_{щ} \approx 10$ , изменения чувствительности фотопреобразователей и их замены, изменения коэффициентов усиления  $Y_1$  и  $Y_2$ , колебаний освещенности шкалы и т. д.), проводимые в реальных условиях работы ОЭСУ в процессе его эксплуатации, показали, что оно не превышает 10-20%. Таким образом, общее максимальное изменение чувствительности ОЭП может составить не более 30-40%, что допустимо для нормальной работы ОЭСУ.

\* См. сноску на стр. 70.

Погрешности от неточности совмещения по экрану ОЭСУ центров вращения блока ОЭП и подвижной части прибора оценивали с помощью юстировочных окуляров ОЭСУ. Шкалу прибора предварительно приводили к нормализованной дуге на экране, изменяя увеличение ОЭСУ. Как показало исследование, наибольший уход центра считывающей щели ОЭП<sub>2</sub> со штриха при многократной установке поверяемого прибора в ОЭСУ не превосходил  $\pm 20\%$  от ширины штриха, что соответствует  $\delta_{щ} \leq \pm 0,012\%$ .

При исследовании УВСШ экспериментально определены параметры фильтра демодулятора, обеспечивающие при  $\mu = 20$  достаточно малую фазовую погрешность (порядка  $1 \div 2\%$ ) при максимальной скорости прохождения шкалы поверяемого прибора  $\omega_{y \max} = \frac{\pi}{100} \text{ рад/сек}$ ;  $C_{\phi} =$

$= 15,0 \text{ мкф}$ ,  $R_{\phi} = 1 \text{ ком}$ . Суммарная погрешность автоматического определения середины штриха УВСШ при максимальной скорости  $\omega_{y \max}$  составила  $\pm 3 \div 5\%$  от ширины штриха, или приведенная к длине шкалы —  $\delta_s \leq \pm 0,003\%$ .

Погрешность оптико-электронной следящей системы была определена при  $f_m = 100 \text{ гц}$  в процентах от ширины указателя для разных скоростей его движения непосредственно по выходному прибору ДМ (при параллельном подключении его к каналу указателя). В таблице приведены средние значения максимальных погрешностей  $\delta_{сс}$  и значения их, приведенные к длине шкалы  $\delta_{пр.сс}$ .

Время прохождения шкалы $t_m, \text{ сек}$	800	400	200	100	50
Погрешность следящей системы $\delta_{сс}, \%$	6	11	21	43	88
Приведенная погрешность $\delta_{пр.сс}, \%$	0,004	0,008	0,015	0,032	0,068

Флуктуации указателя выходного прибора ДМ при слежении составляли  $\pm(2+3)\%$ , что соответствует предельным флуктуациям оптико-электронной следящей системы порядка  $\pm 0,002\%$ .

Как видно из таблицы, погрешность следящей системы  $\delta_{пр.сс}$  практически линейна в пределах ее флуктуации и зависит от скорости движения указателя поверяемого прибора. Следовательно, при двухскоростной поверке и обработке ее результатов эта погрешность устраняется. Значение остаточной погрешности при этом не превысит  $\delta_{пр.сс} \leq \pm 0,002 + 0,003\%$ .

Экспериментально ОЭСУ в целом исследовано в процессе автоматической поверки приборов в динамическом режиме при двух скоростях движения указателя  $\omega_{y1} = \pi/200 \text{ рад/сек}$  и  $\omega_{y2} = \pi/400 \text{ рад/сек}$  и обработке результатов двухскоростной поверки по методу, изложенному в работе «Способ автоматической поверки измерительных приборов»\*. Сравнение полученных данных с результатами неавтоматической поверки в статическом режиме показало, что суммарная средняя квадратическая погрешность ОЭСУ не превышает  $0,01\%$ , а ее отклонение от среднего — не более  $\pm 0,003\%$ .

\* См. сноску на стр. 70.

### Заключение

В результате выполненных теоретических и экспериментальных исследований создано оптико-электронное считывающее устройство, обладающее высокой точностью, быстродействием и универсальностью. Устройство может быть использовано для автоматической поверки наиболее точных показывающих электроизмерительных приборов со стрелочным указателем, включая приборы класса точности 0,1.

### ЛИТЕРАТУРА

1. New digital meter reader. «Process Control and Automatics», 1965, v. 12, N 6.
2. Maas Margaret A. Orbiting photocell reads pointer position. «Design News», 1964, v. 19, N 6.
3. Optisch-elektronisches Zeiger. Ablesegerät K. L. «Ind.—Anz.», 1966, v. 88, № 80.
4. Абдуллаев А. А. и др. Бесконтактный дискретный преобразователь опрашивающего типа. «Механизация и автоматизация производства», 1965, № 11.
5. Le détecteur de Chauvin Arnoux. Mesures, regulat., automat., 1966, v. 31, № 1.
6. Усовершенствованная система автоматического отсчета со стрелочных приборов. Франц. пат. кл. Gold, G08c, № 1401188.
7. Бржезинский М. Л., Зорин Д. И., Сverdlichenko В. Д. Фотометрический фотоэлектрический микроскоп. Труды институтов Госкомитета, вып. 78 (138), М.—Л., Стандартгиз, 1965.
8. Эскин С. П., Придкер В. И. Фотоэлектрический индикатор для автоматического определения середины штрихов в динамическом режиме. «Измерительная техника», 1968, № 7.
9. Федин Л. А. Микроскопы, принадлежности к ним и дуны. М., Оборонгиз, 1961.
10. Найдоров В. З. Полупроводниковый преобразователь непрерывной величины в цифровой эквивалент. «ИВУЗ. Радиотехника», 1960, № 5.
11. Фатеев А. В. Основы линейной теории автоматического регулирования. М.—Л., Госэнергоиздат, 1954.
12. Котченко Ф. Ф. Следящие системы автоматических компенсаторов. «Недра», Л., 1965.
13. Лолухина Е. М. и др. Асинхронные микромашины с полым ротором. М., «Энергия», 1967.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

### ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СЧИТЫВАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ АВТОМАТИЧЕСКИХ ПОВЕРОЧНЫХ УСТАНОВОК

Одним из основных элементов установок, предназначенных для автоматической поверки показывающих измерительных приборов, является оптико-электронное считывающее устройство (ОЭСУ) [1].\*

В зависимости от метода поверки прибора ОЭСУ может быть предназначен либо для определения моментов совмещения указателя с поверяемыми отметками шкалы, либо для считывания расстояния между указателем и этими отметками.

Один из возможных вариантов построения считывающего устройства ОЭСУ автоматической установки для поверки электроизмерительных приборов со стрелочным указателем рассмотрен в литературе [1] и содержит два соосных оптико-электронных преобразователя (ОЭП), в поле зрения одного из которых находится указатель прибора, а в поле зрения другого в процессе поверки попадают отметки шкалы. Использование ОЭСУ с двумя полями зрения приводит к существенному упрощению определения моментов совмещения указателя с отметками шкалы и в случае поверки стрелочных приборов безусловно оправдано.

В приборах со световым отсчетом теневой указатель перемещается непосредственно на фоне отметок шкалы. В этом случае необходимо использовать ОЭСУ только с одним полем зрения вне зависимости от метода или режима поверки. Построение такого ОЭСУ решает задачу создания универсального считывающего устройства, пригодного для поверки приборов как со стрелочным, так и с теневым указателем.

Настоящая статья посвящена рассмотрению особенностей работы различных ОЭП и выбору типа преобразователя, наиболее пригодного для использования в ОЭСУ с одним полем зрения.

Для удобства рассмотрения преобразователи различных типов объединены в группы, подчиненные общему классификационному признаку, образующие классификационную схему, изображенную на рис. 1.

Классификация охватывает лишь анализирующие преобразователи, выходной электрический сигнал которых представляет собой совокупность сигналов от отдельных достаточно малых участков изображения, находящегося в пределах поля зрения преобразователя. В силу этого

\* См. также: Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948, «Бюллетень изобретений», 1967, № 9; Прицкер В. И., Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 199982, «Бюллетень изобретений», 1967, № 16.

свойства, обеспечивающего высокую разрешающую способность при достаточно большом поле зрения, анализирующие преобразователи оказываются наиболее пригодными для построения ОЭСУ.

Из числа анализирующих ОЭП не рассматриваются только преобразователи, работающие по принципу «бегущего луча», ввиду их непригодности для поверки приборов со световым отсчетом.

Анализирующие преобразователи можно разделить на ОЭП параллельного и последовательного преобразования. В преобразователях первого типа электрические сигналы от всех участков изображения передаются на выход одновременно, каждый по своему каналу, вследствие чего они обладают значительно большим быстродействием. Однако использование параллельных преобразователей связано со значительным усложнением как самого преобразователя, так и устройств обработки выходной информации.



Рис. 1. Классификация анализирующих преобразователей.

В мозаичных преобразователях, которые могут быть как параллельными, так и последовательными, изображения анализируются с помощью отдельных электрически и оптически изолированных фотоприемников, образующих светочувствительную поверхность [2, 3]. Мозаичные преобразователи из-за трудностей их изготовления до настоящего времени не нашли широкого применения.

В преобразователях, относящихся к двум другим группам, изображение анализируется путем сканирования (обегания) его достаточно малой диафрагмой.

В механических ОЭП в качестве диафрагмы использовано отверстие в непрозрачном экране, а в электронных роль диафрагмы выполняет электронный луч или электромагнитное поле, отбирающее в данный момент фотоэлектроны лишь с определенного участка фотослоя преобразователя.

По принципу преобразования оптического изображения в электрический сигнал механические ОЭП можно разделить на преобразователи без умножения фототока (роль фотоприемника выполняют в этом случае фотосопротивления, фотодиоды и т. д.) и с умножением фототока (в качестве фотоприемника используют ФЭУ).

Точно так же электронные ОЭП подразделяют на преобразователи без накопления энергии (например, диссектор) и с накоплением ее. Примером накопительных ОЭП служат передающие электронно-лучевые трубки, среди которых наиболее перспективен для использования в автоматических системах малогабаритный и сравнительно простой видикон [4].

Рассмотрим свойства сканирующих ОЭП, которые в силу своей простоты наиболее пригодны для построения ОЭСУ автоматической поверочной установки.

Поэтому значительно чаще используют преобразователи второго типа, в которых электрические сигналы от отдельных участков изображения поступают на выход ОЭП последовательно по одному и тому же каналу.

По принципу анализа изображения преобразователи делятся на три группы: мозаичные, механические и электронные.

В мозаичных преобразователях, которые могут быть как параллельными, так и



При решении ряда задач в области линейных измерений выходной сигнал сканирующего ОЭП подвергают предварительной демодуляции [5], что позволяет весьма просто находить ось симметрии объекта. При проверке электронизмерительных приборов возникает аналогичная задача определения середины указателя и отметки, однако при построении ОЭСУ с одним полем зрения указанное свойство системы с демодуляцией не может быть использовано, так как в этом случае в поле зрения ОЭП находятся одновременно два объекта: указатель и отметка шкалы.

Значительно эффективнее оказывается анализ взаимного положения указателя и отметки по положению фронтов выходных сигналов ОЭП.

При таком способе обработки выходной информации возможно как логическое выделение указателя, перемещающегося на фоне отметок шкалы,\* так и косвенное определение момента совмещения середины указателя и отметки при их наложении\*\*.

В связи с этим можно сделать вывод о том, что для количественной оценки свойств ОЭП рационально использовать такой параметр, как точность автоматического определения оптической границы «свет — тень». Для упрощения анализа будем считать изображение этой границы на фотослое преобразователя идеально резким независимо от увеличения оптической системы. В этом случае длительность фронта выходного сигнала ОЭП будет отлична от нуля вследствие ненулевого размера сканирующей диафрагмы.

Конечные значения крутизны фронта и отношения сигнал/шум на выходе преобразователя являются причиной возникновения погрешности автоматического определения границы «свет — тень». Среднее квадратическое значение этой погрешности, приведенное в плоскость объекта, в соответствии с рис. 2 определяется выражением

$$\sigma_x = \pm \frac{1}{\beta \psi \operatorname{tg} \alpha_0}, \quad (1)$$

где  $\beta$  — увеличение оптической системы;

$\psi$  — отношение сигнала к среднему квадратическому значению шума на выходе преобразователя;

$\alpha_0$  — угол наклона переходной характеристики преобразователя в точке  $x = 0$ , соответствующей истинному положению границы «свет — тень».

При условии линейности световой характеристики преобразователя ( $i_c \sim E_0$ , где  $i_c$ ,  $E_0$  — выходной сигнал и освещенность фотослоя ОЭП) и постоянной освещенности объекта  $E_{об}$  произведение  $\beta\psi$  для данной оптической системы и преобразователя постоянно.

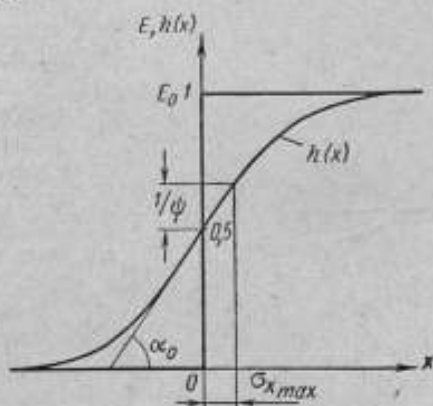


Рис. 2. К определению погрешности  $\Delta x_{max}$ .

\* См. сноску на стр. 75.

\*\* Приккер В. И., Эскин С. П. Установка для проверки измерительных приборов. Авторское свидетельство № 197002. «Бюллетень изобретений», 1967, № 12.

Последнее обстоятельство позволяет использовать при сравнении ОЭП значение отношения сигнал/шум  $\psi_0$  при  $\beta = 1$  и выражение (1) переписать в виде

$$\sigma_x = \pm \frac{1}{\psi_0 \operatorname{tg} \alpha_0}. \quad (2)$$

Для определения значений  $\operatorname{tg} \alpha_0$  различных ОЭП рассмотрим вид их переходных характеристик.

Как известно [6], вид переходной характеристики ОЭП определяется конфигурацией диафрагмы и распределением энергии по ее площади.

Для вычисления переходной характеристики обычно используют пространственную модель диафрагмы, вид которой в плоскости фотослоя ОЭП (плоскость  $x_1, y_1$ ) совпадает с конфигурацией диафрагмы. Координаты  $z$  каждой точки пространственной модели определяются функцией распределения  $\rho(x_1, y_1)$  относительной плотности энергии, пропускаемой диафрагмой. Эту функцию принято называть функцией распределения прозрачности диафрагмы.

В механических ОЭП диафрагма практически может быть любой конфигурации. Рассмотрим наиболее распространенные случаи квадратных, прямоугольных, круглых и эллиптических диафрагм.

При достаточно большом размере диафрагмы, когда влиянием дифракции можно пренебречь, функция распределения прозрачности в пределах диафрагмы равна  $\rho(x, y) = 1$ , а за ее пределами  $\rho(x_1, y_1) = 0$  (диафрагма однородно прозрачна).

В электронных преобразователях распределение прозрачности может быть описано нормальным законом распределения. Границы таких диафрагм простираются практически до бесконечности, поэтому их размеры

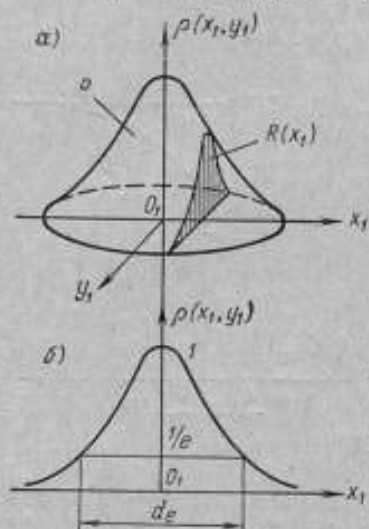


Рис. 3. Пространственная модель диафрагмы круглого сечения при нормальном законе распределения прозрачности: а — к определению функций  $R(x_1)$  и  $P$ , б — к определению условного диаметра круглой диафрагмы.

в плоскости  $x_1, y_1$  принято характеризовать условным контуром, на границах которого плотность энергии спадает в  $e$  раз. Конфигурация диафрагмы в этом случае определяется режимом анализа изображения. В режиме многострочного анализа при расстоянии между строками порядка размеров диафрагмы (телевизионное вещание) форма диафрагмы достаточно хорошо совпадает с кругом и оценивается условным диаметром  $d_e$ , а функция  $\rho(x_1, y_1)$  имеет вид [6]

$$\rho(x_1, y_1) = \exp \left\{ - \left[ \left( \frac{2x_1}{d_e} \right)^2 + \left( \frac{2y_1}{d_e} \right)^2 \right] \right\}. \quad (3)$$

Пространственная модель круглой диафрагмы с таким распределением прозрачности изображена на рис. 3.

При достаточно большом расстоянии между строками (или в режиме однострочного анализа) диафрагма под действием поля фотослоя приобретает эллиптическую форму [7] и, следовательно, распределение прозрачности определим выражением

$$\rho(x_1, y_1) = \exp \left\{ - \left[ \left( \frac{2x_1}{d_e} \right)^2 + \left( \frac{2y_1}{b_e} \right)^2 \right] \right\}, \quad (4)$$

где  $d_e, b_e$  — малая и большая оси условного эллипса диафрагмы.

Чтобы найти переходную характеристику ОЭП, достаточно теперь найти функцию  $R(x_1)$ , равную интегральной прозрачности (или площади) сечения, образуемого плоскостью, перпендикулярной плоскости  $x_1, y_1$  и отстоящей от центра диафрагмы на расстояние  $x_1$  (на рис. 3 это сечение заштриховано)

$$R(x_1) = \int_{-y_{01}}^{+y_{01}} \rho(x_1, y_1) dy_1, \quad (5)$$

и полную прозрачность  $P$  диафрагмы, равную объему ее пространственной модели,

$$P = \int_{-x_{01}}^{+x_{01}} R(x_1) dx_1, \quad (6)$$

где  $\pm x_{01}, \pm y_{01}$  — координаты границ диафрагмы по оси  $x_1$  и границ сечения по оси  $y_1$ .

Для диафрагм с законами распределения (3, 4) пределы интегрирования в выражениях (5, 6) следует, разумеется, заменить на  $\pm\infty$ . Тогда переходная характеристика ОЭП будет иметь вид

$$h(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{2}{P} \int_0^x R(x_1) dx_1 \right].$$

Наклон переходной характеристики  $\operatorname{tg} \alpha_0$  определим теперь либо дифференцированием  $h(x)$ , либо непосредственно по формуле

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \frac{R(0)}{P}.$$

Результаты определения  $R(x_1), P, h(x)$  и  $\operatorname{tg} \alpha_0$  для всех перечисленных выше диафрагм сведены в таблицу (данные, приведенные в строках 1 и 5 таблицы, заимствованы из работы [6]).

Сравнение выражений, помещенных в столбцах 5 и 6 таблицы, показывает, что увеличение размера диафрагмы по оси  $y_1$  (в направлении, перпендикулярном сканированию) не влияет на форму и крутизну переходной характеристики ОЭП. На крутизну влияет лишь размер диафрагмы в направлении сканирования и вид функции распределения прозрачности.

Из таблицы также видно, что наибольшая крутизна переходной характеристики ОЭП будет получена при использовании круглых и эллиптических диафрагм.





Однако окончательный вывод о преимуществе той или иной диафрагмы можно сделать после рассмотрения второй характеристики преобразователя  $\psi_0$ . Учитывая, что при определении среднего квадратического значения погрешности  $\sigma_x$  следует исходить из отношения сигнала к действующему значению шумов, можно воспользоваться известным выражением для  $\psi_0$  преобразователя без умножения фототока и накопления энергии [8]


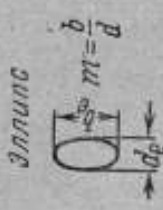
$$\psi_{01} = \frac{i_c}{V(2ei_c + 4kT/R) \Delta f_0}. \quad (7)$$

Здесь  $k$  — постоянная Больцмана;  
 $T$  — абсолютная температура;  
 $R$  — сопротивление нагрузки преобразователя;  
 $\Delta f_0$  — полоса частот выходного сигнала преобразователя, пропорциональная скорости движения диафрагмы;  
 $i_c$  — ток выходного сигнала преобразователя, равный

$$i_c = P \epsilon E_0,$$

Результаты определения диаметров различных диафрагм

Стр- Х <sup>(а)</sup>	Конфигурация диафрагмы	Закон распре- деления энергии	Интегральная прозрачность (площадь) $R(x_1)$	Полная прозрач- ность диафрагмы $P$	Переходная характеристика ОЭП $h(x)$	Низкой переход- ной характер- истики $kg \sigma_0$	$\eta = \frac{\sigma_x}{\sigma_{k_0}}$
	1	2	3	4	5	6	7
1	<p>Квадрат</p> 		$d$	$d^2$			1
2	<p>Прямоугольный</p> 	Омолотое прозрачное	$b$	$md^2$	$\frac{1}{2} \left[ 1 + 2 \left( \frac{x}{d} \right) \right]$	$1/d$	$\frac{1}{\sqrt{m}}$
3	<p>Круг</p> 		$d \sqrt{1 - \left( \frac{2x_1}{d} \right)^2}$	$\frac{\pi d^2}{4}$	$\frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \left( \frac{2x}{d} \right) \times \sqrt{1 - \left( \frac{2x}{d} \right)^2} + \arcsin \frac{2x}{d} \right]$	$\frac{4}{\pi d}$	$\frac{\sqrt{\pi}}{2}$
4	<p>Эллипс</p> 		$md \sqrt{1 - \left( \frac{2x_1}{d} \right)^2}$	$\frac{m \pi d^2}{4}$			$\frac{\sqrt{\pi}}{2 \sqrt{m}}$

Строчка	Конфигурация диафрагмы	Закон распределения энергии	Интервальная прозрачность (площадь)	Полная пропускная способность диафрагмы	Переходная характеристика ОЭП	Наклон переходной характеристики $\frac{d_x}{d_{x_0}}$	$\eta = \frac{d_x}{d_{x_0}}$
5		С нормальным законом распределения	$\frac{1}{2} \sqrt{\pi} d_e \times \exp \left[ - \left( \frac{2x_1}{d_e} \right)^2 \right]$	$\frac{\pi d_e^2}{4}$	$\frac{1}{2} \left[ 1 + \Phi \left( \frac{2x}{d_e} \right) \right]$	$\frac{1}{\sqrt{2Z_x Z_y}}$	$\frac{1}{\sqrt{2mZ_x Z_y}}$
6		С нормальным законом распределения	$\frac{1}{2} m \sqrt{\pi} d_e \times \exp \left[ - \left( \frac{2x_1}{d_e} \right)^2 \right]$	$\frac{m \pi d_e^2}{4}$	$\frac{1}{2} \left[ 1 + \Phi \left( \frac{2x}{d_e} \right) \right]$	$\frac{1}{\sqrt{2mZ_x Z_y}}$	$\frac{1}{\sqrt{2mZ_x Z_y}}$

Примечание. Отношение  $\eta$  вычислено для преобразователей с умножением фототока (строки 1—4) и с накоплением энергии (строки 5 и 6).

где  $\varepsilon$  — интегральная чувствительность фотослоя ОЭП;

$E_0$  — освещенность фотослоя при  $\beta = 1$ .

Отношение сигнал/шум преобразователя с умножением фототока в соответствии с данными работы [8] равно

$$\Psi_{02} = \frac{i_c M}{V [2\varepsilon i_c (1+B) M^2 + 4kT/R] \Delta f_0}, \quad (8)$$

где  $B$  — коэффициент, учитывающий увеличение шума из-за динодного шума умножителя ( $B = 0,5 \div 2$ );

$M$  — постоянный множитель.

При достаточно большом  $M$  ( $M \geq 10^3$ ) и  $B = B_{cp} = 1$ , когда вторым слагаемым в подкоренном выражении, обусловленным тепловыми шумами, можно пренебречь, получим

$$\Psi_{02} = \frac{i_c}{V 4\varepsilon i_c \Delta f_0}. \quad (9)$$

И, наконец, в преобразователе с накоплением энергии отношение сигнал/шум в предположении идеального накопления и считывания будет равно

$$\Psi_{03} = \frac{i_c Z_x}{V (2i_c Z_x + 4kT/R) \Delta f_0},$$

где  $Z_x$  — коэффициент накопления, равный отношению амплитуды сканирования (длины строки) к поперечному размеру диафрагмы  $d$ .

Дальнейшее увеличение  $\Psi_0$  возможно за счет увеличения времени накопления (т. е. периода сканирования  $T_0$ ) по сравнению с временем сканирования строки  $t_{ск}$ . Указанное увеличение при сохранении частоты сканирования прежней приводит к увеличению скорости движения сканирующей диафрагмы, а следовательно, и эквивалентной полосы частоты выходного сигнала в  $N = \frac{T_0}{t_{ск}}$  раз.

Для освещенности фотослоя  $E_0 = (2 \div 4)$  лк, соответствующей случаю поверки приборов со световым отсчетом, и реальных значений  $\varepsilon = 50$  мкА/лм,  $Z_x = 300$ ,  $P \cong 10^{-9}$  м<sup>2</sup> ( $d_e \cong 30$  мкм) и  $R = 10^6$  Ом тепловая составляющая шумов пренебрежимо мала уже при  $N \geq 3 \div 5$ . При этом отношение  $\Psi_0$  на выходе преобразователя с накоплением энергии окажется равным

$$\Psi_{03} = \frac{i_c Z_x N}{V 2\varepsilon i_c Z_x N^2 \Delta f_0} = \sqrt{\frac{i_c Z_x}{2\varepsilon \Delta f_0}}. \quad (10)$$

Как видно из выражений (7-10), преобразователи с накоплением энергии обеспечивают наиболее высокое отношение сигнал/шум.

Выражение (10) получено для случая однострочного анализа изображения. При поверке приборов со световым отсчетом целесообразно работать в режиме многострочного анализа, когда информацию, полученную при сканировании средней строки, используют для определения взаимного положения указателя и отметок и слежения за указателем по горизонтали, а крайние строки — для слежения по вертикали. В этом случае для  $\Psi_0$  получим

$$\Psi_{03} = \sqrt{\frac{i_c Z_x Z_y}{2\varepsilon \Delta f_0}}, \quad (11)$$

где  $Z_y$  — число строк в растре.

Из выражения (11) видно, что при многострочном анализе выигрыш в значении  $\psi_0$ , достигаемый в электронных накопительных ОЭП по сравнению с механическими преобразователями с умножением фототока, увеличивается до  $\sqrt{2Z_x Z_y}$  раз.

Дополнительным преимуществом электронных преобразователей с накоплением энергии является простота обеспечения многострочного режима сканирования.

Используя значения  $P$  и  $\text{tg } \alpha_0$ , приведенные для различных диафрагм в столбцах 4 и 6 таблицы, и выражения (7), (9) и (11), полученные для отношений  $\psi_0$ , можно определить погрешность  $\sigma_x$  любого преобразователя.

Для удобства сравнения в таблице (столбец 7) представлены отношения  $\eta$  значений  $\sigma_x$  различных преобразователей к максимальному значению этого параметра  $\sigma_{x0}$ , которое соответствует случаю механического ОЭП с квадратной диафрагмой (данные столбца 7 относятся лишь к механическим ОЭП с умножением фототока и электронным ОЭП с накоплением энергии).

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. Применение круглой диафрагмы в механических ОЭП обеспечивает несколько меньшее значение погрешности  $\sigma_x$  ( $\eta < 1$ ).

2. Увеличение размера диафрагмы по оси  $y_1$  уменьшает эту погрешность в  $\sqrt{m}$  раз, где  $m$  — отношение размеров диафрагмы по осям  $y_1$  и  $x_1$ , хотя, как отмечено ранее, крутизна переходной характеристики при этом не изменяется.

3. Электронные преобразователи с накоплением энергии характеризуются значительно меньшим значением погрешности  $\sigma_x$ , чем механические. Так, например, при  $Z_x = 300$  и  $Z_y = 3$  (средняя строка раstra используется для слежения по оси  $x$  и анализа информации, а две крайние — для слежения по оси  $y$ )  $\eta = 0,023$ , что соответствует уменьшению в 43 раза погрешности  $\sigma_x$  по сравнению с механическими ОЭП с квадратной диафрагмой. Следует, правда, отметить, что при нахождении  $\psi_0$  электронных ОЭП с накоплением энергии последнее считалось идеальным, а считывание — полным, так как потери, происходящие в реальных условиях, учесть трудно. Поэтому действительный выигрыш в отношении  $\psi_0$  и, следовательно, в значении погрешности  $\sigma_x$  будет несколько меньшим. Тем не менее преобразование с накоплением энергии весьма эффективно, особенно в режиме многострочного анализа.

К увеличению погрешности  $\sigma_x$  приводят, кроме того, дрейф максимальной плотности электронов в луче и нестабильность порогового уровня последующих устройств. Эти составляющие погрешности становятся заметными лишь при достаточно большом значении  $\psi_0$  и здесь не учитываются.

Наряду с рассмотренной погрешностью  $\sigma_x$ , важными характеристиками ОЭП и автоматической поверочной установки являются нелинейность сканирования, в значительной степени определяющая погрешность измерения расстояния между указателем или отметкой (или между двумя отметками), и максимально достижимая частота сканирования  $F_{\max} = T_{\text{оми}}^{-1}$ , определяющая погрешность преобразователя в динамическом режиме (при движении указателя).

Нелинейность сканирования электронных ОЭП определяется в основном нелинейностью изменения отклоняющего напряжения или тока (соответственно для систем магнитного и электростатического отклонения) и, как правило, не превышает 1,0—3,0% в пределах всей амплитуды сканирования (порядка 10 мм) [9]. Существует ряд схемных мер, позволяющих уменьшить указанное значение нелинейности путем коррекции формы отклоняющего тока или напряжения.

Нелинейность сканирования механических ОЭП оказывается значительно больше. Как показывает опыт, лишь в пределах 30% амплитуды сканирования нелинейность не превышает 3%. Значительно ниже оказывается и максимально достижимая частота сканирования механических ОЭП. Как правило, при достаточно больших амплитудах сканирования ( $t_{ск} \geq 1$  мм) трудно обеспечить его частоту  $F \geq 100$  гц, в то время как частота сканирования электронных ОЭП ограничивается лишь ростом полосы частот выходного сигнала  $\Delta f_0 = \frac{FZ_s Z_H}{2}$  и может достигать нескольких десятков килогерц.

При сравнении ОЭП следует учитывать также величину поля зрения, расширение которого, как правило, приводит к снижению требований к чувствительности и быстродействию следящей системы ОЭСУ.

В механических ОЭП поле зрения ограничивается обычно не размером фотослоя (как в электронных преобразователях), а максимально достижимой амплитудой сканирования. Последняя обычно не превышает 1—2 мм, что почти на порядок меньше поля зрения электронных ОЭП.

### Выводы

1. Построение считывающего устройства с одним полем зрения решает задачу создания универсальной автоматической установки, пригодной для проверки приборов как со стрелочным, так и со световым указателем.

2. Для построения ОЭСУ с одним полем зрения более всего пригодны электронные ОЭП, высокая эффективность преобразования, малая нелинейность и большая частота сканирования которых сочетается с большим полем зрения и простотой обеспечения многострочного анализа изображений.

Недостатком электронных ОЭП является их сравнительная сложность и, как следствие этого, пониженная надежность.

3. Вне зависимости от типа преобразователя наиболее выгодны диафрагмы, вытянутые в направлении, перпендикулярном направлению сканирования ( $y$ -протяженные диафрагмы).

### ЛИТЕРАТУРА

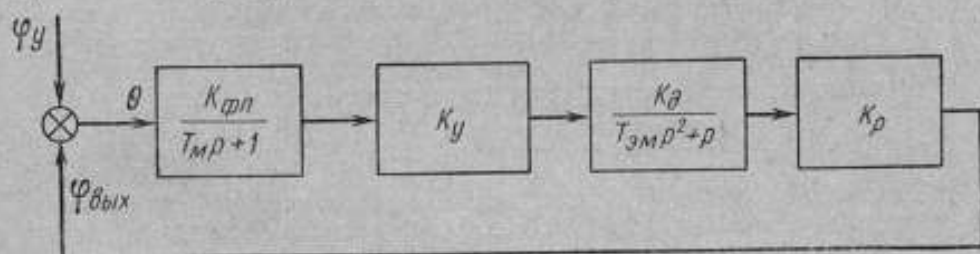
1. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Эскин С. П. Пути создания аппаратуры для автоматической проверки показывающих электронизмерительных приборов. «Измерительная техника», 1967, № 11, стр. 101.
2. Крейцер В. Л., Берковская К. Ф. Новый фотоэлектронный преобразователь — сканистор. «Техника кино и телевидения», 1967, № 4, стр. 40.
3. T. V. camera without a pick-up tube. «Sci. Instr», 1967, v. 3, № 2, p. 12.
4. Гершберг А. Е. Передающие телевизионные трубки, использующие внутренний фотоэффект. М.—Л., «Энергия», 1964.
5. Бржезинский М. Л., Зорин Д. И., Свердловченко В. Д. Фотометрический фотоэлектрический микроскоп. «Труды институтов Госкомитета», вып. 78 (138), М.—Л., Стандартгиз, 1965.
6. Рыфтин Я. А. Телевизионная система. Теория. М., «Советское радио», 1967.
7. Кончин В. И., Хромов Л. И. Сбор первичной видеoinформации с помощью малокадровых телевизионных устройств. «Радиотехника», 1966, т. 21, № 5, стр. 39.
8. Соболева Н. А., Берковский А. Г., Чечик Н. Ю., Елисеев Р. Е. Фотоэлектронные приборы. М., «Наука», 1965.
9. Полоник В. С. Телевизионные методы измерения размеров предметов. «Техника кино и телевидения», 1962, № 11, стр. 31.

Поступила в редакцию  
18/VII 1968 г.



### ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Следящая система автоматической установки для поверки электроизмерительных приборов \* предназначена для слежения за движением указателя поверяемого прибора и содержит фотоэлектронный преобразователь с модулятором светового потока, усилитель и двигатель с редуктором. Структурная схема следящей системы показана на рисунке. За исходные в ней приняты следующие передаточные функции звеньев:  $K_{фл}/(T_{м}p + 1)$  — фотоэлектронного преобразователя с модулятором;  $K_y$  — усилителя;  $K_d/(T_{эм}p^2 + p)$  — двигателя;  $K_p$  — редуктора.



Структурная схема системы.

$\psi_y$  — угол поворота указателя поверяемого прибора;  $\psi_{вых}$  — угол поворота выходного вала следящей системы;  $\theta$  — угол рассогласования (динамическая погрешность).

В передаточных функциях звеньев обозначены:

$K_{фл}$  — коэффициент усиления фотоэлектронного преобразователя с модулятором;

$K_d$  — коэффициент передачи двигателя;

$T_m$  и  $T_{эм}$  — постоянные времени фотоэлектронного преобразователя с модулятором и двигателя;

$p$  — алгебраические корни характеристического уравнения.

Постоянную  $T_{эм}$  — вследствие большого передаточного отношения редуктора в рассматриваемой системе можно считать равной постоянной времени двигателя в следящей системе.

\* Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948. «Бюллетень изобретений и товарных знаков», 1967, № 9.

Передаточную функцию замкнутой системы и характеристическое уравнение, соответствующее ей, запишем в виде

$$W(p) = \frac{K}{(T_m p + 1)(T_{zm} p + 1)p + K} \quad (1)$$

и

$$T_m T_{zm} p^2 + (T_m + T_{zm})p + K = 0, \quad (2)$$

где  $K = K_{фв} K_y K_d K_p$  — добротность следящей системы или коэффициент усиления по скорости.

Предельный коэффициент добротности, определенный по асимптотическому критерию Гурвица, исходя из условия устойчивой работы следящей системы, будет

$$K_{пред} \leq \frac{T_m + T_{zm}}{T_m T_{zm}}. \quad (3)$$

Определим выражение для динамической погрешности следящей системы, состоящей из погрешностей установившегося режима и переходного процесса. Динамическая погрешность  $\theta_0$  в установившемся режиме имеет вид

$$\theta_0 = \frac{\omega_y}{K},$$

где  $\omega_y$  — угловая скорость движения указателя поверяемого прибора, и динамическая погрешность переходного процесса  $\theta_n$

$$\theta_n = C_1 e^{-p_1 t} + e^{-\alpha t} (C_2 \cos \beta t + C_3 \sin \beta t), \quad (4)$$

где  $p_1$  — действительный корень характеристического уравнения;  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты мнимых корней характеристического уравнения.

Тогда погрешность динамического режима слежения будет

$$\theta_d = \frac{\omega_y}{K} + C_1 e^{-p_1 t} + e^{-\alpha t} (C_2 \cos \beta t + C_3 \sin \beta t). \quad (5)$$

Постоянные  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  определим из начальных условий, при которых указатель поверяемого прибора и ось симметрии поля зрения фотоэлектронного преобразователя изображения совмещены. Эти условия обычно соблюдаются перед началом автоматической поверки ( $t = 0$ ), и тогда справедливы соотношения:

$$1) \theta_d = 0 \text{ и } C_1 = C_2 - \frac{\omega_y}{K}; \quad (6)$$

$$2) \frac{d\theta_y}{dt} = 0 \text{ и } C_2 = \frac{C_1 - 2C_3 - \alpha\beta}{\beta - \alpha^2}; \quad (7)$$

$$3) \theta_0 = 0 \text{ и } C_3 = \frac{\omega_y - C_2\alpha - C_1}{\beta}. \quad (8)$$

Решая совместно уравнения (6)–(8), определим постоянные

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= -\frac{\omega_y}{K} \gamma; \\ C_2 &= \frac{\omega_y}{K} (\gamma - 1); \\ C_3 &= \frac{\omega_y}{K} \cdot \frac{K - \gamma(\alpha + 1) + \alpha}{\beta}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$\gamma = \frac{2\alpha K \left(1 + \frac{\alpha}{K}\right) + \omega_y}{1 - \beta^2 + 3\alpha^2 - 2\alpha} \quad (9a)$$

Подставив из уравнения (9) значения постоянных  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  в уравнение (5), найдем окончательно

$$\theta_d = \frac{\omega_y}{K} \left[ 1 - \gamma e^{-\rho_1 t} + e^{-\alpha t} \left[ (\gamma - 1) \cos \beta t + \frac{K - \gamma(\alpha + 1) + \alpha}{\beta} \sin \beta t \right] \right] \quad (10)$$

Определим значение динамической погрешности и соотношение между ее составляющими для реальных условий работы следящей системы в автоматической поверочной установке. В рассматриваемой системе частота модуляции модулятора составляет 100 *гц* (при этом можно принять  $T_m = 0,01$  *сек*), а в качестве исполнительного двигателя выбран асинхронный двигатель с полым ротором типа АДП-262, имеющий  $T_{эм} = 0,008$  *сек*. Для краткости расчетов полагаем заданными  $K = 31$  *сек*<sup>-1</sup>,  $\omega_y = \pi/200$  *рад/сек*. Числовые значения алгебраических корней характеристического уравнения (2) найдем по формулам Кардана [1]:  $\rho_1 = -3,3 \cdot 10^3$ ;  $\alpha = 5 \cdot 10^4$ ;  $\beta = 5 \cdot 10^4 \sqrt{3}$ . Значение  $\gamma = -1,5 \cdot 10^6$  определяем по формуле (9a). Тогда погрешность следящей системы будет

$$\theta_d = \frac{\omega_y}{K} \left[ 1 + 1,5 \cdot 10^6 e^{-3,3 \cdot 10^3 t} - e^{-5 \cdot 10^4 t} (-1,5 \cdot 10^6 \cos \beta t + 1,5 \cdot 10^6 \sin \beta t) \right]$$

Расчет погрешности по этому выражению показывает, что ее значение определяется практически только погрешностью установившегося режима. Действительно, уже при  $t = 0,01$  *сек*,  $\theta_0 \approx 5 \cdot 10^{-4}$  *рад* и  $\theta_n < 10^{-8}$  *рад*, т. е.  $\theta_d \approx \theta_0$ .

Экспериментальное исследование следящей системы подтвердило это положение. При скорости движения указателя  $\omega_y = \pi/200$  *рад/сек* и времени  $t = 0,1 \rightarrow 100$  *сек* погрешность  $\theta_d = 4,5 \cdot 10^{-4}$  *рад*, а при  $\omega_y = \pi/400$  *рад/сек* — соответственно  $\theta_d = 2,2 \cdot 10^{-4}$  *рад*.

Коэффициент добротности в реальной следящей системе обычно меньше его значения, вычисленного из условия устойчивости (3). Это объясняется тем, что величина перерегулирования обычно ограничена некоторым допустимым значением. Оценим ее, исходя из требуемой добротности следящей системы.

Как известно, величина перерегулирования  $\sigma$  связана с коэффициентом относительного затухания  $\xi$  формулой [2]

$$\sigma_{\max} = 100 e^{\frac{\pi \xi}{\omega}} \%, \quad (11)$$

где  $\omega^{-1}$  — постоянная времени эквивалентного звена.

Для рассматриваемой следящей системы

$$\omega = \sqrt{\frac{K}{T_m + T_{эм}}} \quad (12)$$

$$\xi = -\frac{T_m + T_{эм} - K T_m T_{эм}}{2[T_m T_{эм} + (T_m + T_{эм})^2]} \quad (13)$$

или при  $T_m = T_{эм} = T$

$$\omega = \sqrt{\frac{K}{2T}} \quad (12a)$$

$$\xi = -\frac{2 - KT}{10T} \quad (13a)$$

Определив из формулы (13а) добротность  $K$  и подставив ее значение в формулу (12а), будем иметь

$$\omega = \sqrt{\frac{10T\xi + 2}{2T^2}}. \quad (12б)$$

Из формул (12б) и (11) определяем значение перерегулирования для нашего случая

$$\sigma_{\max} = 100 \exp \frac{\pi\xi}{\sqrt{\frac{10T\xi + 2}{2T^2}}} \%. \quad (14)$$

Добротность  $K$  выбираем так, чтобы динамическая погрешность следящей системы не превышала допустимого значения угла отставания, при котором указатель поверяемого прибора еще не выходит из поля зрения фотозлектронного преобразователя. В рассматриваемой системе можно считать допустимым максимальный угол отставания, равный  $10^{-2}$  рад. Тогда, если положить  $\omega_y = \pi/200$ , то  $K = 31 \text{ сек}^{-1}$  и, согласно формуле (13а), имеем  $\xi = -17$ . При этом максимальное перерегулирование в системе составит  $\sigma_{\max} = 27\%$ .

Как показал эксперимент, такое перерегулирование возможно для рассматриваемой следящей системы, работающей в режиме отработки линейно-изменяющегося входного сигнала. Колебательность системы в режиме слежения оказывается при этом достаточно малой, не превосходящей 3—5% от ширины указателя, что соответствует приведенной погрешности поверки 0,002—0,003%.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Динамическая погрешность следящей системы в устройстве для автоматической поверки электронизмерительных приборов обусловлена динамической погрешностью установившегося режима.
2. Выбор режима работы следящей системы с перерегулированием позволяет сократить общее время автоматической поверки по сравнению с режимом аperiodической отработки в 1,5—2,0 раза за счет выбора большой добротности следящей системы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бришштейн И. Н., Семендаев К. А. Справочник по математике. М.—Л., Гостехиздат, 1953.
2. Соколов Т. Н. Электромеханические системы автоматического управления. М.—Л., Госэнергоиздат, 1952.

Поступила в редакцию  
18/III 1958 г.

### О ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ШКАЛАМИ

При автоматической поверке показывающих электроизмерительных приборов в динамическом режиме, т. е. в процессе непрерывного движения указателя вдоль шкалы без остановки над поверяемыми отметками и автоматического определения совмещений его с этими отметками считывающим устройством, возникает динамическая погрешность, не имеющая места при поверке в статическом режиме. Эта погрешность обусловлена инерционными свойствами подвижной части прибора, вызывающими отставание указателя от изменяющегося входного сигнала.

Для учета и исключения динамической погрешности из результата поверки необходимо знать закон ее изменения. В работе [1] получены выражения для динамической погрешности поверки приборов с равномерными (линейными) шкалами, являющихся наиболее массовыми приборами постоянного тока, и оценены значения и соотношение составляющих этой погрешности. В работах [2] и [3] предложены способы исключения динамической погрешности таких приборов, основанные на линейной зависимости ее от скорости изменения подаваемого на прибор сигнала. В этих работах не рассмотрены вопросы анализа динамической погрешности поверки приборов с нелинейными шкалами, имеющими квадратичный или близкий к нему характер вследствие квадратичной зависимости между вращающим моментом и измеряемой величиной (приборы электродинамической, электромагнитной и других систем). Учитывая широкое применение этих приборов при измерениях как на переменном, так и на постоянном токе, и целесообразность автоматизации их поверки, а также то, что характер динамической погрешности будет для них иной, чем для приборов с линейными шкалами, представляется весьма важным получить выражение динамической погрешности поверки приборов с нелинейными шкалами и оценить допустимость для них предложенных в работах [2] и [3] способов исключения этой погрешности. Закон изменения входного сигнала, как и в указанных работах, может быть принят линейным.

Дифференциальное уравнение движения подвижной части прибора с квадратичной шкалой при линейно-изменяющемся входном сигнале в общем виде можно записать следующим образом:

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = D_m \left( \frac{t}{t_m} \right)^2, \quad (1)$$

где  $J$ ,  $P$  и  $W$  — момент инерции подвижной части, коэффициент успокоения и удельный противодействующий момент;

$D_m$  — максимальный вращающий момент, пропорциональный току  $I_m^2$  в подвижной части прибора и зависящий от типа измерительного механизма;

$t_m$  — время изменения входного сигнала от нуля до максимального значения, соответствующего углу отклонения  $\alpha_m$  подвижной части.

Общее решение уравнения (1) аналогично полученному для приборов с равномерной шкалой [1] и определяется видом корней характеристического уравнения в зависимости от степени успокоения  $\beta$ . Оно дает затухающую во времени составляющую динамической погрешности  $\Delta_{dy}$ , которой, как было выяснено в работе [1], можно пренебречь.

Будем искать частное решение уравнения (1) в виде

$$\alpha_1 = At^2 + Bt + C, \quad (2)$$

где  $A$ ,  $B$  и  $C$  — постоянные коэффициенты.

Из уравнения (2) определяем производные

$$\frac{d\alpha_1}{dt} = 2At + B \quad \text{и} \quad \frac{d^2\alpha_1}{dt^2} = 2A,$$

после подстановки которых в исходное уравнение (1) имеем

$$2JA + P(2At + B) + W(At^2 + Bt + C) = D_m \left(\frac{t}{t_m}\right)^2. \quad (3)$$

Решив уравнение (3), приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях  $t$ , определим  $A$ ,  $B$  и  $C$ :

$$A = \frac{D_m}{Wt_m^2},$$

$$B = -\frac{2PD_m}{W^2t_m^2},$$

$$C = -\frac{2JD_m}{W^2t_m^2} + \frac{2P^2D_m}{W^3t_m^2}.$$

Учитывая, что  $\frac{D_m}{W} = \alpha_m$ , выражения для постоянных коэффициентов можно записать в виде

$$A = \frac{\alpha_m}{t_m^2}, \quad (4)$$

$$B = -\frac{\alpha_m}{t_m^2} \cdot \frac{2P}{W} = -\alpha_m \frac{4\beta}{\omega_0^2 t_m^2}, \quad (5)$$

$$C = -\frac{\alpha_m}{t_m^2} \cdot \frac{2J}{W} + \frac{\alpha_m}{t_m^2} \cdot \frac{2P^2}{W^2} = -\alpha_m \frac{2}{\omega_0^2 t_m^2} + \alpha_m \frac{8\beta^2}{\omega_0^2 t_m^2}, \quad (6)$$

где  $\omega_0$  — собственная частота колебаний подвижной части поверяемого прибора.

Окончательно частное решение уравнения (2) с учетом выражений (4) ÷ (6) будет

$$\alpha_1 = \alpha_m \left(\frac{t}{t_m}\right)^2 - \alpha_m \frac{4\beta}{\omega_0^2 t_m^2} t + \alpha_m \frac{2}{\omega_0^2 t_m^2} (4\beta^2 - 1). \quad (7)$$

В уравнении (7) первый член  $\alpha_m \left(\frac{t}{t_m}\right)^2 = \alpha_c$  определяет закон отклонения подвижной части прибора при идеальном (без ошибки) следо-

вании за линейно-изменяющимся входным сигналом, а другие два члена выражают абсолютную динамическую погрешность. Как следует из уравнения (7), при поверке в динамическом режиме приборов с квадратичной шкалой появляется дополнительная составляющая динамической погрешности. Эта составляющая определяется не только конструктивными параметрами поверяемого прибора и скоростью изменения входного сигнала, но и временем его изменения, т. е. она изменяется при движении указателя вдоль шкалы.

Таким образом, с учетом затухающей во времени составляющей динамической погрешности  $\Delta_{дг}$ , абсолютное значение динамической погрешности при поверке приборов с квадратичной шкалой определится в общем виде тремя членами:

$$\Delta_{дн} = \Delta_{д}(t) + \Delta_{док} + \Delta_{дг},$$

где  $\Delta_{д}(t)$  — переменная по шкале и  $\Delta_{док}$  — постоянная для данной скорости изменения входного сигнала составляющие динамической погрешности, равные

$$\Delta_{д}(t) = -\alpha_m \frac{4\beta}{\omega_0^2 f_m^2} t$$

и

$$\Delta_{док} = \alpha_m \frac{2}{\omega_0^2 f_m^2} (4\beta^2 - 1).$$

При пренебрежении затухающей составляющей  $\Delta_{дг}$  результирующую приведенную динамическую погрешность метода в этом случае достаточно точно определим выражением

$$\delta_{дн} \cong \delta_{д}(t) + \delta_{док} = -\frac{4\beta}{\omega_0^2 f_m^2} t + \frac{2}{\omega_0^2 f_m^2} (4\beta^2 - 1). \quad (8)$$

Выражение (8) можно использовать при практической оценке методической погрешности поверки в динамическом режиме приборов, имеющих квадратичную шкалу, для любого момента времени изменения входного сигнала в пределах  $0 \leq t \leq t_m$  и оно позволяет сделать следующие выводы:

1) при линейно-изменяющемся входном сигнале динамическая погрешность поверки приборов с нелинейными шкалами является переменной по шкале величиной, характеризуемой составляющими: как линейно зависящей от времени изменения входного сигнала, так и постоянной по шкале;

2) динамическая погрешность нелинейно зависит от изменения скорости входного сигнала, причем эта нелинейность определяется наличием постоянной составляющей  $\Delta_{док}$ , пропорциональной квадрату скорости входного сигнала.

Учитывая важность последнего вывода при разработке методов исключения динамической погрешности, остановимся более детально на соотношении между составляющими динамической погрешности и ее нелинейностью в реальных условиях автоматической поверки.

Время изменения входного сигнала  $t_m$  при автоматической поверке, зависящее от быстродействия считывающего устройства и динамической погрешности метода поверки, составляет обычно  $50 \div 200$  сек [1]\*. Значения динамических характеристик электронизмерительных приборов  $\beta$  и  $\omega_0$ , определяющих динамическую погрешность поверки, лежат, как

\* См. также стр. 95.

Значения составляющих динамической погрешности для приборов с квадратичными шкалами, имеющих  $\beta = 0,7$  и  $\omega_0 = 5 \text{ сек}^{-1}$ 

Максимальное время изменения входного сигнала $T_{\text{из}}$ , сек	Составляющие динамической погрешности, %	Время измерения входного сигнала $t$ , сек													
		1	2	3	4	5	6	8	10	20	40	50	60	100	200
50	$\delta_{\text{Хок}} =$ $= 0,0032$	-0,0224	-0,0448	-0,0672	-0,0896	-0,1120	-0,1344	-0,1792	-0,2240	-0,4480	-0,8960	-1,1200	-1,7920	-2,2400	-4,4800
	$\delta_{\text{Лк}}$	-0,0192	-0,0416	-0,0640	-0,0864	-0,1088	-0,1312	-0,1760	-0,2208	-0,4448	-0,8896	-1,1168	-1,7888	-2,2368	-4,4768
100	$\delta_{\text{Хок}} =$ $= 0,0008$	-0,0056	-0,0112	-0,0168	-0,0224	-0,0280	-0,0336	-0,0448	-0,0560	-0,1120	-0,2240	-0,2800	-0,4480	-0,5600	-1,1200
	$\delta_{\text{Лк}}$	-0,0048	-0,0104	-0,0160	-0,0216	-0,0272	-0,0328	-0,0440	-0,0552	-0,1112	-0,2232	-0,2792	-0,4472	-0,5592	-1,1192
200	$\delta_{\text{Хок}} =$ $= 0,0002$	-0,0014	-0,0028	-0,0042	-0,0056	-0,0070	-0,0084	-0,0112	-0,0140	-0,0280	-0,0560	-0,0700	-0,1120	-0,1400	-0,2800
	$\delta_{\text{Лк}}$	-0,0012	-0,0025	-0,0040	-0,0054	-0,0068	-0,0082	-0,0110	-0,0138	-0,0276	-0,0558	-0,0698	-0,1118	-0,1398	-0,2798
Погрешность от нелинейности $\gamma_{\text{н.л.}}$ , %		14,2	7,1	4,7	3,5	2,8	2,3	1,7	1,42	0,71	0,35	0,28	0,17	0,14	0,07

В таблице:  $\delta_{\text{Лк}}$  — результирующая динамическая погрешность;

$\delta_{\text{Хок}}$  и  $\delta_{\text{Х}}(t)$  — соответственно постоянная и переменная составляющие динамической погрешности.



правило, в пределах:  $0,6 \leq \beta \leq 1,4$ ;  $3 \text{ сек}^{-1} \leq \omega_0 \leq 10 \text{ сек}^{-1}$ . Чтобы иметь представление о составляющих динамической погрешности и их соотношении при указанных значениях динамических характеристик приборов и разных скоростях изменения входного сигнала, в таблице приведены рассчитанные в соответствии с выражением (8) значения этих составляющих для наиболее часто встречающихся средних значений  $\beta = 0,7$  и  $\omega_0 = 5 \text{ сек}^{-1}$ .

Как видно из таблицы, через время  $t \geq 3 \div 5 \text{ сек}$  постоянная составляющая  $\delta_{\text{ок}}$ , определяющая нелинейность зависимости динамической погрешности  $\delta_{\text{д}}$  от изменения скорости входного сигнала, становится пренебрежимо малой по сравнению с переменной составляющей  $\delta_{\text{д}}(t)$ . Причем эта закономерность не зависит от скорости изменения входного сигнала, т. е. от величины  $t_m$ , а определяется лишь текущим значением времени  $t$  и значениями характеристик  $\beta$  и  $\omega_0$ . Для оценки соотношения составляющих  $\delta_{\text{ок}}$  и  $\delta_{\text{д}}(t)$  в таблице приведены значения их отношения

$\gamma_{\text{нл}} = \frac{\delta_{\text{ок}}}{\delta_{\text{д}}(t)} \cdot 100\%$ , условно названного «погрешностью от нелинейности» (нижняя строка таблицы). Действительно, например, при  $t = 5 \text{ сек}$   $\gamma_{\text{нл}} = 2,8\%$ , т. е.  $\delta_{\text{ок}} = 0,028 \delta_{\text{д}}(t)$ ; при  $t = 50 \text{ сек}$   $\delta_{\text{ок}} = 0,0028 \delta_{\text{д}}(t)$  и т. д.

Таким образом, для реальных при автоматической проверке значений  $t_m \geq 50 \div 100 \text{ сек}$  динамическая погрешность проверки оцифрованных отметок нелинейной шкалы, т. е. соответствующих  $t > 0,07 \div 0,1 t_m$ , практически линейно зависит от скорости изменения подаваемого на прибор линейно-изменяющегося сигнала и может быть оценена для квадратичных шкал формулой

$$\delta_{\text{д}} \approx - \frac{4\beta}{\omega_0^2 t_m^2} t. \quad (9)$$

Значения погрешности  $\delta_{\text{д}}$  для одной из поверяемых отметок шкалы при различных  $t_m$  (для  $t = 5, 10$  и  $20 \text{ сек}$  соответственно) для наглядности специально выделены в таблице. Причем, как видно из таблицы, линейность зависимости  $\delta_{\text{д}}$  от скорости тем выше, чем меньше скорость проверки.

Погрешность от нелинейности, характеризующая степень приближения (неточность) формулы (9), определенная из выражения (8), будет

$$\gamma_{\text{нл}} = \frac{4\beta^2 - 1}{2\beta\omega_0 t}. \quad (10)$$

### Выводы

1. Динамическая погрешность проверки приборов с нелинейными шкалами при линейно-изменяющемся входном сигнале является нелинейной по шкале величиной, определяемой для квадратичных шкал формулой (8), а при отклонении характера шкалы от квадратичного — более сложной функциональной зависимостью.

2. Нелинейность динамической погрешности вдоль шкалы существенно усложняет для приборов с нелинейными шкалами основные соотношения линейно-ступенчатого метода исключения динамической погрешности [2], делая применение его практически нецелесообразным.

3. Динамическая погрешность для оцифрованных отметок шкалы в реальных условиях автоматической проверки практически линейно зависит от скорости изменения входного сигнала. Это позволяет использовать двух-скоростной метод автоматической проверки [3] для исключения динамической погрешности проверки приборов с любой неравномерностью шкалы.

При этом остаточную динамическую погрешность, определяемую отклонением ее от идеально линейной зависимости от скорости, можно определить из выражения (10).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Эскин С. П. О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 97 (157). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.
2. Эскин С. П. Об одном методе уменьшения погрешности поверки электроизмерительных приборов в динамическом режиме. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.
3. Зорин Д. И., Эскин С. П. Способ автоматической поверки измерительных приборов. Авторское свидетельство № 197003, «Бюллетень изобретений», 1967, № 13.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

**АВТОМАТИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА ДЛЯ ПОВЕРКИ  
СТРЕЛОЧНЫХ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ И РЕЗУЛЬТАТЫ  
ЕЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ**

Задача создания аппаратуры для автоматической поверки одних из наиболее массовых и в то же время достаточно точных показывающих электроизмерительных приборов: амперметров, вольтметров и ваттметров — является весьма актуальной в настоящее время и имеет большое народнохозяйственное значение. Решение ее позволит обеспечить объективность результатов поверки, повысить достоверность, точность и производительность поверочных работ. Последнее играет немаловажную роль, если иметь в виду, что ежегодно в нашей стране метрологические, промышленные и исследовательские учреждения поверяют миллионы таких приборов, а операция поверки — одна из наиболее трудоемких, утомительных и ответственных при выпуске приборов.

Разработанные к настоящему времени полуавтоматические поверочные устройства [1, 2 и др.] \* основаны на применении либо калибраторов измеряемой величины, либо автокомпенсационных устройств, в которых совмещены операции установления указателя на поверяемые отметки и индикации значения и знака погрешности, либо на применении образцовых цифровых измерительных приборов. Во всех этих устройствах оператор считывает показания со шкалы и наводит указатель на поверяемые отметки, записывает и обрабатывает результаты с присущими ему субъективными ошибками и низким быстродействием. Это приводит к снижению реальной точности поверки по сравнению с точностью самой образцовой аппаратуры.

Применение известных устройств для считывания показаний со шкал измерительных приборов [3—5 и др.] с целью повышения точности и обеспечения объективности считывания при автоматической поверке приборов в настоящее время не представляется возможным. Эти устройства, как правило, предназначены для контроля и передачи показаний приборов на расстояние, осуществления функций сигнализации, управления и регулирования и не пригодны для поверочной практики вследствие как их низкой точности, так и специфики применения. Поэтому при создании автоматической поверочной аппаратуры, наряду с разработкой методов автоматической поверки и соответствующих автоматических измеритель-

\* См. также: Пирожков Н. В., Разумовский В. А., Шнейдер Р. И. Полуавтоматическая установка для поверки и градуировки электроизмерительных приборов постоянного тока. Авторское свидетельство № 154946, «Бюллетень изобретений», 1963, № 11.

ных средств, необходимо создание и специализированных высокоточных устройств для автоматического считывания показаний со шкал поверяемых приборов.

В данной статье приведены результаты работы по созданию комплексной автоматической аппаратуры для проверки на постоянном токе наиболее точных стрелочных электроизмерительных приборов: амперметров, вольтметров и ваттметров (класса 0,1—1,0), в которой решены задачи как автоматического опико-электронного считывания показаний, так и автоматического измерения и регистрации основной погрешности поверяемого прибора и вариации его показаний.

### Принцип действия аппаратуры

В основу принципа действия аппаратуры положен компенсационный метод автоматической проверки электроизмерительных приборов в динамическом режиме, т. е. в процессе непрерывного перемещения указателя

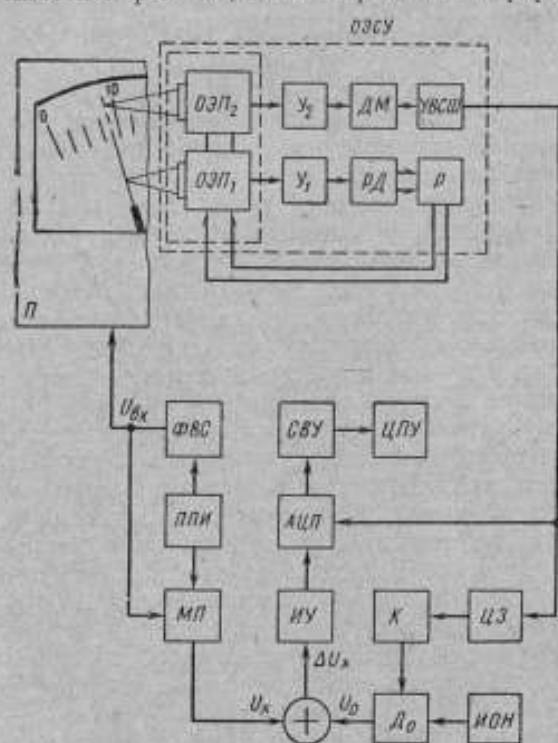


Рис. 1. Функциональная схема автоматической аппаратуры для проверки стрелочных электроизмерительных приборов.

вдоль шкалы поверяемого прибора, с автоматической фиксацией опико-электронным считывающим устройством моментов совмещения указателя с поверяемыми отметками шкалы и автоматическим измерением значений погрешности образцовым быстродействующим цифровым измерительным устройством [6] \*. Реализация метода автоматической проверки в динамическом режиме, несмотря на присущую ему методическую погрешность [7] и необходимость в специальных мерах по ее исключению [8] \*\*, позволила создать аппаратуру для объективной проверки приборов, отличающуюся достаточной простотой, надежностью, высокой точностью и производительностью.

На рис. 1 приведена функциональная схема разработанной аппара-

\* См. также Эскин С. П. Устройство для проверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948, «Бюллетень изобретений», 1967, № 9.

\*\* См. также Зорин Д. И., Эскин С. П. Способ автоматической проверки измерительных приборов. Авторское свидетельство № 197003, «Бюллетень изобретений», 1967, № 13.

обеспечивает исключение динамической погрешности независимо от значений динамических характеристик и числа отметок шкалы поверяемых приборов.

Аппаратура работает следующим образом. Перед поверкой прибор  $\Pi$  устанавливают в поле зрения оптико-электронного считывающего устройства  $ОЭСУ^*$ . Последнее имеет два жестко связанных между собой оптико-электронных преобразователя  $ОЭП_1$  и  $ОЭП_2$  с модуляцией светового потока, образующих подвижный блок, перемещаемый вдоль дуги шкалы поверяемого прибора. Поля зрения обоих  $ОЭП$  ограничены соответствующими щелевыми диафрагмами и расположены вдоль радиуса шкалы прибора таким образом, что оси симметрии их совмещены. Преобразователь  $ОЭП_1$  имеет в своем поле зрения только указатель поверяемого прибора и при помощи оптико-электронной следящей системы, элементами которой являются  $ОЭП_1$ , усилитель  $У_1$ , реверсивный двигатель  $РД$  и редуктор  $Р$ , непрерывно следит за указателем прибора  $\Pi$ , перемещая над ним подвижный блок  $ОЭП$ . Второй преобразователь этого блока ( $ОЭП_2$ ) расположен так, что при движении блока вдоль шкалы в поле зрения его попадают поверяемые (оцифрованные) отметки шкалы. При прохождении  $ОЭП_2$  над отметкой на выходе его вырабатывается модулированный электрический сигнал, который после усиления  $У_2$  и модулирования  $ДМ$  поступает на электронное устройство выделения середины штриха  $УВСШ$ . В момент достижения центром поля зрения этого преобразователя оси симметрии отметки шкалы на выходе  $УВСШ$  вырабатывается импульсный сигнал, который вследствие соосности полей зрения обоих  $ОЭП$  соответствует моменту совмещения осей симметрии указателя и этой отметки. Получаемый сигнал является командой на измерение погрешности прибора для данной отметки шкалы.

Подает входной сигнал на поверяемый прибор формирователь входного сигнала  $ФВС$ , выдающий два периода линейно-изменяющегося (возрастающего от нуля до номинального значения, а затем убывающего до нуля) напряжения или тока разной крутизны\*. Кратность скоростей изменения входного сигнала равна двум. Входной сигнал одновременно поступает и на масштабный преобразователь  $МП$ , который приводит различные пределы входного сигнала ( $U_{вх}, I_{вх}$ ) к нормализованному напряжению  $U_{вх, ном} = 45 мВ$  (принципиально могут быть предусмотрены и другие значения нормализованного напряжения). Пределы измерения  $ФВС$  и  $МП$  переключают вручную переключателем  $ППИ$ .

Напряжение с выхода  $МП$  сравнивают с соответствующими уровнями опорного напряжения, получаемого от источника опорного напряжения  $ИОН$  через делитель напряжения  $Д_0$ . Число этих уровней равно числу поверяемых (оцифрованных) отметок шкалы, а значения — номинальным значениям напряжения  $U_0$  для каждой из этих отметок. Коммутируются опорные уровни автоматическим коммутатором  $К$  по сигналу, поступающему с  $ОЭСУ$  через цепь задержки  $ЦЗ$ .

Разностное напряжение  $\Delta U_x = U_x - U_0$  усиливается измерительным усилителем  $ИУ$  и поступает на вход быстродействующего аналого-цифрового преобразователя  $АЦП$ , который запускается сигналом (получаемым с выхода  $УВСШ$ ) в момент совмещения указателя с одной из поверяемых отметок шкалы. При этом разностное напряжение  $\Delta U_x$ , пропорциональное погрешности прибора для этой отметки шкалы, преобразуется  $АЦП$  в последовательность импульсов, поступающую на специализированное вычислительное устройство  $СВУ$ . Этим же сигналом с  $УВСШ$  через время,

\* См. стр. 54.

\* См. вторую справку на стр. 96.

определяемое цепью задержки ЦЗ, коммутатор К переключает делитель  $D_n$  на следующий уровень опорного напряжения, соответствующего очередной поверяемой отметке шкалы. Номер отметки шкалы и опорного уровня согласуется программой поверки, заложенной в автоматическом коммутаторе.

СВУ автоматической аппаратуры в процессе поверки вычисляет статическую погрешность для каждой из отметок по результатам двухскоростной поверки в динамическом режиме соответственно для возрастающих и убывающих показаний прибора, а из полученных значений статической погрешности — вычисляет вариации показаний. Результаты вычис-

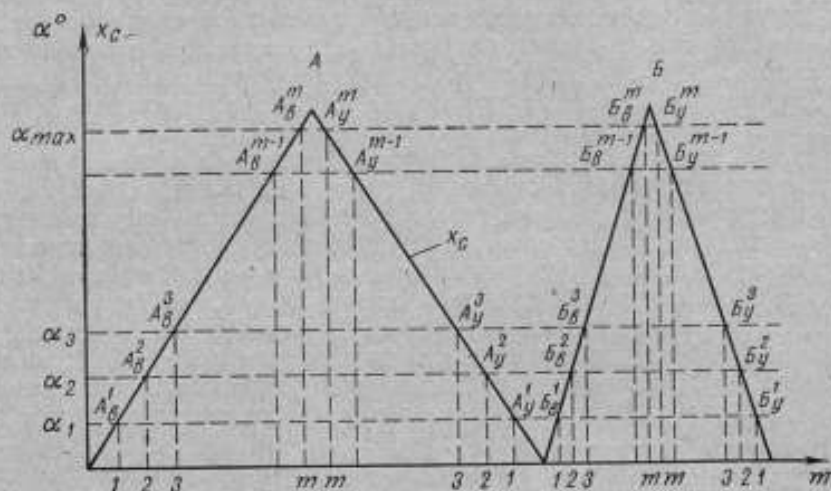


Рис. 2. Форма сигнала, подаваемого на поверяемый прибор при двухскоростном методе автоматической поверки.

$x_c$  — сигнал, подаваемый на прибор;  $\alpha$  — угол отклонения подвижной части поверяемого прибора.

лений по мере прохождения отметок поступают с выхода СВУ в двоично-десятичном коде на стандартное цифropечатающее устройство ЦПУ, фиксирующее их в виде протокола поверки.

В соответствии с принятым методом двухскоростной поверки (рис. 2) СВУ выполняет три элементарные числовые операции вычитания последовательных результатов поверки, получаемых в число-импульсной форме для каждой из поверяемых отметок при прямом и обратном ходе поверки в динамическом режиме. Эти операции можно записать в следующем виде:

$$A_n^i - B_n^i = \delta_{0n}^i, \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad (1)$$

$$A_y^i - B_y^i = \delta_{0y}^i, \quad i = m, m-1, \dots, 1; \quad (2)$$

$$\delta_{0n}^i - \delta_{0y}^i = \gamma^i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (3)$$

где  $A_n^i = 2\delta_{1n}^i$ ,  $A_y^i = 2\delta_{1y}^i$  — последовательности импульсов (числа), поступающих на вход СВУ с выхода АЦП и соответствующие удвоенным значениям погрешности для каждой  $i$ -й поверяемой отметки при первой скорости  $v_A$  изменения входного сигнала для возрастающих и убывающих показаний соответственно;

$B_x^i = \delta_{2x}^i, B_y^i = \delta_{2y}^i$  — то же для второй скорости  $s_B$  изменения входного сигнала ( $s_B = 2s_A$ );

$\delta_{0x}^i, \delta_{0y}^i$  — статические погрешности, определяемые в результате вычислений для возрастающих и убывающих показаний соответственно;

$\gamma^i$  — вариация показаний;

$m$  — число поверяемых отметок шкалы.

Устройство, выполняющее такие операции, собирают из стандартных узлов счетно-вычислительной техники.

### Анализ погрешностей аппаратуры

Автоматическая поверочная аппаратура представляет собой достаточно сложную систему взаимодействующих блоков. Для оценки результирующей погрешности аппаратуры и требований по точности к отдельным ее блокам необходимо определить взаимосвязь и степень влияния каждого из этих блоков на результирующую точность аппаратуры.

Эту задачу можно решить, составив общее уравнение измерения данной системы путем рассмотрения ее функциональной схемы в целом и определения коэффициентов влияния основных блоков.

«Основными» будем называть блоки, влияющие в какой-то мере на результирующую точность аппаратуры, в отличие от прочих блоков, осуществляющих вспомогательные функции управления, коммутации и вычисления. Исходя из этого, основными блоками аппаратуры будут (рис. 1): ИОН,  $D_0$ , МП, ФВС, ИУ, АЦП и ОЭСУ.

Упрощенное уравнение измерения для одного цикла поверки (при одной скорости изменения входного сигнала) запишем следующим образом:

$$\delta x_i = \frac{U_{x_i} - U_{0_i}^i}{U_{оп. и}} \delta K_{ИУ} \cdot \delta K_{АЦП}, \quad (4)$$

где  $\delta x_i$  — результат измерения погрешности прибора для  $i$ -й отметки шкалы;

$U_{0_i}$  и  $U_{оп. и}$  — соответственно единичная ступень опорного сигнала и его номинальное значение;

$U_{x_i}$  и  $U_{0_i}^i$  — сравниваемые значения входного (после МП) и опорного (после  $D_0$ ) сигналов в момент совмещения указателя с  $i$ -й отметкой шкалы;

$\delta K_{ИУ}$  и  $\delta K_{АЦП}$  — относительные (приведенные к номинальному) значения коэффициентов передачи ИУ и АЦП соответственно.

Для линейно изменяющегося входного сигнала и ступенчато изменяющегося опорного сигнала имеем

$$U_{x_i} = \frac{U_{вх. и}}{K_{МП. и}} \delta K_{МП} \frac{t_i}{t_m}, \quad (5)$$

$$U_{0_i} = \frac{U_{оп. и}}{m} \delta K_D, \quad (6)$$

где  $U_{вх. и}$  — номинальное значение входного сигнала, подаваемого на поверяемый прибор (предел измерения), соответствующее  $t_m$ ;

$K_{МП. и}$  — номинальный коэффициент передачи МП;

$\delta K_{МП}$ ,  $\delta K_D$  — относительные значения коэффициентов передачи МП и  $D_0$  соответственно;

$m$  — число поверяемых отметок шкалы;

$t_i$  — время, соответствующее совмещению указателя с  $i$ -й поверяемой отметкой (без учета погрешности *ОЭСУ*).

С учетом погрешности *ОЭСУ* выражение (5) будет иметь вид

$$U_{x_i} = \frac{U_{нх.н}}{K_{МП.н}} \delta K_{МП} \frac{t_i}{t_m} (1 + \delta K_{об}), \quad (7)$$

где  $\delta K_{об}$  — относительное значение коэффициента передачи *ОЭСУ*.

Из выражений (4), (6) и (7) с учетом остаточной динамической погрешности, определяемой неточностью задания блоком *ФВС* кратности скоростей при двухскоростной поверке, получим в общем виде уравнение изменения рассматриваемой системы

$$\delta x_i = \frac{1}{U_{оп.н}} \delta K_{ИУ} \cdot \delta K_{АЦП} \left[ \frac{U_{нх.н}}{K_{МП.н}} \delta K_{МП} \frac{t_i}{t_m} (1 + \delta K_{об}) - \frac{U_{оп.н}}{m} (\delta K_{д}) \right] \cdot \left( 1 + \frac{\delta K_{ф} \cdot \delta_{д}}{100} \right), \quad (8)$$

где  $\delta K_{ф}$  — относительное значение коэффициента передачи *ФВС*;

$\delta_{д}$  — динамическая погрешность метода поверки, выраженная в процентах.

Имея в виду, что для рассматриваемого метода поверки  $\frac{U_{нх.н}}{K_{МП.н}} = U_{оп.н}$ , нетрудно показать, что для каждого из основных блоков значения коэффициентов влияния, определяемые как частные производные функции (8) для номинальных значений аргументов, будут

$$K_{н. ИОН} = K_{н. Д} = K_{н. МП} = K_{н. ОЭСУ} = 1, \quad (9)$$

$$K_{н. ИУ} = K_{н. АЦП} = \frac{\delta_{нов.н}}{100}, \quad (10)$$

$$K_{н. Ф} = \frac{\delta_{д}}{100}, \quad (11)$$

где  $\delta_{нов.н}$  — номинальное значение погрешности поверяемого прибора в процентах, соответствующее его классу точности.

Выражения (9)–(11) показывают, что все блоки автоматической аппаратуры можно условно разбить по степени влияния на три группы:

1) блоки «прямого преобразования» (*ИОН*, *Д*, *МП* и *ОЭСУ*), погрешность которых прямо определяет результирующую погрешность аппаратуры;

2) блоки «компенсационного преобразования» (*ИУ*, *АЦП*), преобразующие разностный (нескомпенсированный) сигнал  $\Delta U_x$ . Погрешность этих блоков является погрешностью второго порядка малости и зависит от степени компенсации измеряемого сигнала опорным, определяемой значением погрешности поверяемого прибора;

3) блок *ФВС*, влияющий на результирующую погрешность через изменение составляющей ее динамической погрешности.

Остановимся кратко на погрешностях отдельных блоков и оценим требования к ним по точности, исходя из допустимой общей погрешности аппаратуры  $\delta_x \leq 0,02 \pm 0,03\%$ . Полагая систематические погрешности блоков устраненными или сведенными до достаточно малых значений, неисключенные (остаточные) систематические погрешности будем рассматривать в общей погрешности аппаратуры как случайные и суммировать их со случайными погрешностями соответствующих блоков по известным



законам сложения таких погрешностей [9, 10]. Тогда при определении погрешности каждого из основных блоков можно исходить из максимальных значений частных погрешностей  $\pm \delta_i$  (которые обычно известны на основании опытных или расчетных данных), приняв закон распределения погрешностей внутри интервалов  $\pm \delta_i$  равновероятным [10]. При этом средние квадратические значения погрешностей, определенные через соответствующие максимальные значения частных погрешностей, будут

$$\sigma_i = \frac{\delta_i}{\sqrt{3}}, \quad (12)$$

а приведенные к результирующей погрешности аппаратуры значения погрешностей отдельных блоков

$$\sigma_{пр_i} = K_{\sigma_i} \sigma_i, \quad (13)$$

где  $K_{\sigma_i}$  — коэффициент влияния соответствующего блока.

Погрешности блоков ИОН,  $D_0$  и МП (рис. 1) складываются из погрешности  $\delta_0$  образцовой аппаратуры, используемой при аттестации этих блоков, погрешности от температурной нестабильности  $\delta_T$  и погрешности от временной нестабильности  $\delta_t$ . Блок ИОН, кроме того, имеет еще погрешность  $\delta_c$ , обусловленную нестабильностью его от изменения напряжения питающей сети. Составляющие погрешностей блоков, определяемых влиянием сопротивления нагрузки, пренебрежимо малы, так как нагрузкой для МП и  $D_0$  является входная цепь фотогальванометрического автокомпенсатора, имеющего ток некомпенсации  $I_{нк} \approx 10^{-8} + 10^{-9}$  а, а блок ИОН нагружен на декаду  $D_0$  с замещающими сопротивлениями, обеспечивающими постоянство входного сопротивления  $D_0$  при коммутации уровней опорного напряжения.

Максимальная погрешность образцовой аппаратуры при использовании компенсатора Р345 класса 0,001, делителя напряжения Р313 класса 0,001 и нормального элемента класса 0,001 не превышает при аттестации каждого из блоков значения  $\delta_0 \leq \pm 0,003\%$ , что соответствует, согласно выражению (12),

$$\sigma_{ион_0} = \sigma_{мп_0} = \sigma_{D_0} \leq 0,002\%.$$

Результирующая средняя квадратическая погрешность ИОН, выполненного в виде последовательно соединенных компенсационного и выходного термостатированного параметрического стабилизаторов с применением кремневых стабилитронов серии Д818Е, как показывает опыт, составляет не более  $\sigma_{ион} \leq 0,002\%$ . Временная и температурная нестабильность делителя опорного напряжения на фиксированные уровни  $D_0$  и масштабного преобразователя МП, представляющего собой образцовый многопредельный делитель напряжения (при поверке вольтметров) или набор образцовых катушек сопротивления (при поверке амперметров), определяется практически материалом, из которого выполнены сопротивления  $D_0$  и МП.

При использовании сопротивлений из литого микропровода и печатного манганина, имеющих т. к. с. порядка 0,001%/град и временную нестабильность порядка 0,001% за длительное время [11], может быть обеспечена результирующая погрешность блоков  $D_0$  и МП  $\sigma_D = \sigma_{мп} \leq \leq 0,002\%$  в температурном диапазоне  $t_{окр} = 20 \pm 2^\circ \text{C}$ , соответствующем нормальным условиям поверки приборов. При необходимости работы в более широком диапазоне окружающих температур сохранение погреш-

ности в указанных пределах можно обеспечить путем термостатирования  $D_0$  и  $MП$  или введением соответствующей температурной поправки.

Таким образом, с учетом погрешности образцовой аппаратуры, используемой при аттестации блоков, суммарные приведенные средние квадратические погрешности блоков  $ИОН$ ,  $D_0$  и  $MП$  составят  $\sigma_{гр. ион} = \sigma_{гр. д} = \sigma_{гр. мп} \leq 0,003\%$ .

Последний из блоков прямого преобразования — оптико-электронное считывающее устройство является одним из наиболее сложных и ответственных элементов автоматической аппаратуры. Описание принципиальной схемы, конструкции и детальный анализ погрешностей этого блока даны на стр. 54, где на основе теоретического и экспериментального исследований показано, что при определенных условиях автоматической поверки суммарная приведенная средняя квадратическая погрешность его не превышает  $\sigma_{гр. оэу} \leq 0,01\%$ .

Погрешность блоков компенсационного преобразования ( $ИУ$  и  $АЦП$ ), образующих в комплексе цифровое измерительное устройство ( $ЦИУ$ ) автоматической поверочной аппаратуры [12], складывается из динамической и статической погрешностей усиления и преобразования в цифровой эквивалент линейно-изменяющегося разностного сигнала  $\Delta U_k$ , пропорционального погрешности поверяемого прибора. Основными требованиями, предъявляемыми к  $ЦИУ$ , являются высокое быстродействие и чувствительность, в то время как погрешность их — второго порядка малости. Анализ показывает [12, 13], что для обеспечения автоматической поверки с требуемой точностью на нижнем пределе измерения  $45 мв$  при максимальной скорости, соответствующей времени прохождения указателем шкалы  $t_m = 50 сек$ , необходима пороговая чувствительность  $ЦИУ$  порядка  $2 мкв$  при времени измерения менее  $10 мсек$  и погрешности  $\delta_{циу} \leq 5\%$ . (Согласно выражению (10) такая погрешность соответствует для приборов класса 0,1 приведенной погрешности  $\delta_{гр. цпу} \leq 0,005\%$ ). Для удовлетворения этим требованиям в измерительном усилителе  $ЦИУ$  применен быстродействующий фотогальванометрический компенсатор Ф122Г с последующими транзисторным  $ИУ$  и мощным фильтром для подавления паразитной переменной составляющей  $50 гц$ . Введение в компенсаторе глубокой отрицательной обратной связи обеспечило линейность амплитудной и частотной характеристик  $ИУ$  в требуемой полосе частот  $0-10 гц$  с погрешностью менее  $\pm 2\%$  при пороговой чувствительности  $1-2 мкв$ . В последующем  $АЦП$  применен время-импульсный метод преобразования напряжения в число импульсов стандартной частоты, обеспечивающий требуемое быстродействие  $10 мсек$  при нелинейности преобразования менее  $\pm 0,5\%$ . Таким образом, приведенная статическая погрешность  $ЦИУ$  составляет  $\sigma_{гр. цпу} \leq 0,002\%$ .

Динамическая погрешность  $ЦИУ$  при двухскоростном методе поверки приборов, как показано в работах [12, 13], пренебрежимо мала. Более детально принцип действия и анализ погрешностей  $ЦИУ$  приведен в этих же работах.

Основными погрешностями формирователя входного сигнала, влияющими на результирующую точность аппаратуры, являются:

погрешность  $\delta_m$  от искратности скоростей изменения напряжения (тока), генерируемого  $ФВС$ ;

погрешность  $\delta_f$  от влияния переменной составляющей в выходном сигнале  $ФВС$ .

Погрешность  $\delta_m$  является следствием нелинейности и нестабильности крутизны характеристики  $ФВС$  и приводит к неполному исключению динамической погрешности при обработке результатов поверки при двух

скоростях изменения входного сигнала. Приведенное значение этой погрешности с учетом выражения (11) будет

$$\delta_{\text{пр. тк}} = \delta_{\text{тк}} \frac{\delta_x}{100}. \quad (14)$$

Оценим значение  $\delta_{\text{пр. тк}}$ , исходя из реальных значений  $\delta_d$  и  $\delta_{\text{тк}}$ . Для подавляющего большинства приборов при выбранных скоростях изменения входного сигнала  $\delta_d \leq 0,2 \div 1,0\%$  [7]. Значение нелинейности и нестабильности линейно-изменяющихся напряжений большой длительности обычно составляет  $\delta_{\text{тк}} \leq \pm 0,2 \div 0,5\%$  [14].

Таким образом, согласно выражению (14), получим  $\delta_{\text{пр. тк}} \leq \pm 0,005\%$ , а среднее квадратическое значение этой погрешности составит  $\sigma_{\text{пр. тк}} \leq \leq 0,003\%$ .

Погрешность  $\delta_f$  обусловлена наличием в выходном низкочастотном сигнале ФВС относительно высокочастотной переменной составляющей, наводимой в основном от сетевого напряжения частоты  $f_c = 50 \text{ гц}$  вследствие электромагнитных наводок, плохой изоляции ФВС от сети и т. д. Эта переменная составляющая не компенсируется опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , а полностью проходит на вход ИУ и измеряется быстродействующим АЦП вместе с полезным сигналом  $\Delta U_x$ . Поверяемый же прибор на нее не реагирует из-за инерции его подвижной части.

Обозначим относительную долю переменной составляющей в выходном сигнале ФВС через  $\delta_{x-}$ . Тогда с учетом фильтрации ее в цепи компенсационного преобразования ИУ—АЦП максимальное значение приведенной погрешности от переменной составляющей ФВС будет

$$\delta_{\text{пр. f}} = \frac{\delta_{x-}}{k_f}, \quad (15)$$

где  $k_f$  — коэффициент фильтрации.

В разработанной аппаратуре в качестве ФВС используют поверочные фотокомпенсационные стабилизаторы постоянного напряжения и тока типов П136 и П138, управляемые генератором линейно-изменяющегося опорного напряжения (ГЛИОН). Последний представляет собой транзисторный операционный усилитель со схемой автоматки, обеспечивающей генерирование одного или двух периодов опорного напряжения треугольной формы (с равной крутизной нарастания и спада напряжения) с амплитудой  $U_{\text{оп. r}} = 1 \text{ в}$  и периодом 100, 200 и 400 сек. В данном варианте ФВС переменная составляющая определяется качеством поверочных стабилизаторов и составляет  $\delta_{x-} \leq 0,5\%$ .

Коэффициент фильтрации полосового фильтра ЦИУ, настроенного на частоту наводки 50 гц (двойной Т-образный RC-мост), составляет  $k_f \geq \geq 200$ . В этом случае из выражения (15) найдем

$$\delta_{\text{пр. f}} \leq 0,003\%,$$

что соответствует  $\sigma_{\text{пр. f}} \leq 0,002\%$ .

Таким образом, приведенное значение суммарной средней квадратической погрешности ФВС составляет  $\sigma_{\text{пр. ФВС}} \leq 0,004\%$ .

Анализ и практическая оценка суммарных погрешностей отдельных блоков автоматической поверочной аппаратуры позволили определить ожидаемое значение  $\sigma_{\text{пр. з}}$  результирующей погрешности аппаратуры в целом. Пользуясь известными законами сложения частных погрешностей, получим

$$\sigma_{\text{пр. з}} \leq 0,013\%.$$

## Результаты экспериментального исследования

Исследование метрологических характеристик разработанной аппаратуры проведено в три этапа:

- а) исследование отдельных блоков и узлов;
- б) исследование всей аппаратуры при поверке в статическом режиме;
- в) исследование всей аппаратуры при поверке в динамическом режиме.

Результаты экспериментального исследования основных блоков аппаратуры: цифрового измерительного устройства, источника опорного напряжения, оптико-электронного считывающего устройства — приведены в работе [12] \*, где показано, что суммарные погрешности этих блоков не превышают указанных выше значений. Исследование длительной стабильности делителя опорного напряжения и масштабного преобразователя, выполненных соответственно на печатных манганиновых и микропроволочных герметизированных сопротивлениях, показало, что в лабораторных условиях эксплуатации при температуре  $t_{\text{окр}} = 21 \pm 4^\circ\text{C}$  максимальное изменение их коэффициента передачи не превосходит  $\pm 0,003\%$ , что соответствует  $\sigma_{\text{пр}} \leq 0,002\%$ .

В процессе экспериментального исследования формирователя входного сигнала основное внимание было уделено генератору линейно-изменяющегося опорного напряжения ГЛИОН, определяющему линейность и стабильность крутизны выходного сигнала  $\Phi BC$  и краткость скоростей его изменения. Что касается переменной составляющей в выходном сигнале  $\Phi BC$ , то она полностью определяется примененными выходными фотокомпенсационными стабилизаторами П136, П138 и, как выяснилось при исследовании, не изменилась после замены имевшегося в них источника опорного напряжения постоянного тока на ГЛИОН.

Нелинейность изменения выходного напряжения ГЛИОН и нестабильность его крутизны определяются в основном: нестабильностью входного  $U_{\text{вх}}$  и опорного  $U_0$  напряжений, нестабильностью элементов цепи обратной связи операционного усилителя  $OU$  ( $R_{\text{ос}}, C_{\text{ос}}$ ) и утечкой конденсатора  $C_{\text{ос}}$ , дрейфом нулевого уровня  $OU$ . Влияние всех этих факторов, кроме последнего, устранено в разработанном ГЛИОН до пренебрежимо малых значений путем применения источников  $U_{\text{вх}}$  и  $U_0$  в виде параметрических стабилизаторов на кремневых стабилитронах Д818 с нестабильностью напряжения в сотые доли процента, манганиновых сопротивлений типа МВСТ и полистирольного конденсатора  $C_{\text{ос}}$  (тип МПГО) в цепи обратной связи. Для уменьшения дрейфа нулевого уровня  $OU$  при достаточно высоком его входном сопротивлении (порядка нескольких мегаом) в ГЛИОН применен входной блок параметрического УПТ типа У1-3 с частотным преобразованием входного напряжения с помощью варикапов. Как показало исследование, кратковременная (в течение  $10 \div 15$  мин) нестабильность выходного напряжения такого  $OU$  составляет  $\pm 5 \div 7$  мВ, т. е.  $\pm 0,5 \div 0,7\%$  от номинального значения.

Дрейф нулевого уровня  $OU$  является основной причиной нелинейности и нестабильности крутизны выходного напряжения ГЛИОН.

В табл. 1 приведены экспериментально полученные значения наибольших абсолютных погрешностей  $\Delta t_m$  изменения времени  $t_m$ , устанавливаемого в разработанном ГЛИОН в пределах от 50 до 800 сек. В этой таблице приведены также рассчитанные на основании полученных значений  $\Delta t_m$  максимальные относительные погрешности  $\delta t_m$ , соответствующие при  $U_{\text{оп1}} = \text{const}$  относительному изменению крутизны генерируемого напряжения  $\delta s_{\text{вх}}$ .

\* А также см. стр. 54 и вып. 115 (175).

Таблица 1

Время прохождения шкалы указателем $t_m, \text{сек}$	50	100	200	400	800
Абсолютная погрешность $\Delta t_m, \text{сек}$	—	$\pm 0,1$	$\pm 0,4$	$\pm 1,5$	$\pm 5$
Относительная погрешность $\delta t_m =$ $= \delta s_{\text{мах}}, \%$	—	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$	$\pm 0,6$

Как следует из приведенных данных, при двухскоростной поверке с  $t_{m1} = 100 \text{ сек}$ ,  $t_{m2} = 50 \text{ сек}$  (или с  $t_{m1} = 200 \text{ сек}$ ,  $t_{m2} = 100 \text{ сек}$ ) общее изменение крутизны напряжения ГЛИОН за время поверки не превысит  $\delta s_{\text{мах}} \leq \pm 0,3 \pm 0,5\%$ , что допустимо.

Остановимся более детально на методике и результатах двух последних этапов исследования.

Автоматическая аппаратура исследована в статическом режиме путем параллельных поверок на нескольких пределах измерения магнито-электрических приборов класса 0,2 типов М108/1 и М1107 разработанной аппаратурой и образцовой компенсационной установкой постоянного тока, имеющей погрешность менее 0,005%. В образцовой установке использовали потенциометр типа Р308 (класса 0,002), нормальный элемент класса 0,002.

В первом случае каждый из поверяемых приборов устанавливали в оптико-электронном считывающем устройстве и совмещали центр вращения его подвижной части с центром вращения блока ОЭП. Указатель наводили на поверяемые отметки либо прямо через окуляр ОЭП<sub>2</sub>, либо по индикаторному прибору блока управления ОЭСУ\*. Во втором случае для точного наведения указателя на отметки использовали оптическую увеличительную систему.

После каждого наведения и остановки указателя на соответствующей отметке шкалы измеряли погрешность и вариацию показаний прибора исследуемой аппаратурой и образцовой установкой. Результаты поверки автоматической аппаратурой передавались с соответствующим знаком непосредственно с выхода АЦП на электронный счетчик импульсов и фиксировались на отчетном устройстве.

Сравнение полученных данных показало, что наибольшее расхождение соответствующих результатов поверки автоматической аппаратурой относительно результатов поверки образцовой установкой постоянного тока не превышает  $\pm 0,01 \pm 0,015\%$ . Это дает основание считать, что средняя квадратическая статическая погрешность разработанной аппаратуры, составляющая основную часть общей погрешности аппаратуры, не превышает  $\sigma_{\text{пр.ст}} \leq 0,01\%$ .

Целью последнего этапа являлось комплексное исследование точности разработанной аппаратуры с учетом всех погрешностей ОЭСУ и остаточных динамических погрешностей, которые могли быть после исключения их путем обработки результатов поверки при двух скоростях изменения входного сигнала.

Исследование основывалось на сличении результатов поверки в статическом и динамическом режимах предварительно тщательно изученного прибора М108/1 с малой и достаточно стабильной вариацией показаний. В результате специального изучения характера изменения показаний прибора во времени установлено, что после непрерывного включения его в течение 2+3 ч это изменение составляет менее  $0,002 \pm 0,003\%$  за время

\* См. стр. 54.

порядка 30+40 мин, достаточное для проведения сравниваемых поверок в статическом и динамическом режимах.

Поверяемый прибор устанавливали в блоке ОЭСУ, по экрану которого совмещали центры вращения блока ОЭП и указателя прибора, и оставляли включенным в течение 3 ч на напряжении, близкое к номинальному. Затем непрерывно повторяли несколько поверок как в статическом (аналогично описанному выше), так и в динамическом режиме, причем в последнем — при двух скоростях изменения входного сигнала, соответствующих  $t_{m1} = 200$  сек и  $t_{m2} = 100$  сек. Значения погрешностей  $\delta_x$  и  $\delta_y$  для каждой из поверяемых отметок шкалы, соответствующих возрастающим и убывающим показаниям прибора при автоматической поверке в динамическом режиме, вычисляли по известному методу \*

$$\delta = 2\delta_1 - \delta_2,$$

где  $\delta_1$  — результаты поверки для  $t_{m1} = 200$  сек и  $\delta_2$  — для  $t_{m2} = 100$  сек.

В табл. 2 приведены усредненные результаты поверок в статическом режиме на образцовой установке и в динамическом режиме на автоматической установке с указанием средних квадратических погрешностей этих результатов  $\sigma$ ,  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  соответственно.

Таблица 2

Результаты исследования автоматической аппаратуры при поверке прибора в статическом и динамическом режиме

Поверяемые деления шкалы	Результаты поверки прибора на образцовой установке в статическом режиме, %			Результаты поверки прибора на автоматической установке в динамическом режиме, %						
	статические погрешности		вариация показаний $\gamma_*$	$t_{m1} = 200$ сек		$t_{m2} = 100$ сек		$\delta_x = \delta_{20x} - \delta_{10x}$	$\delta_y = \delta_{20y} - \delta_{10y}$	Вариация показаний $\gamma$
	$\delta_{0x}$	$\delta_{0y}$		$\delta_{20x}$	$\delta_{10y}$	$\delta_{20x}$	$\delta_{10y}$			
10	+0,025	+0,061	0,036	-0,162	+0,242	-0,343	+0,417	+0,019	+0,067	0,048
20	0,039	0,065	0,026	0,138	0,248	0,319	0,419	0,043	0,077	0,034
30	0,054	0,085	0,031	0,131	0,267	0,308	0,442	0,046	0,092	0,046
40	0,036	0,071	0,035	0,155	0,258	0,338	0,439	0,028	0,077	0,049
50	0,031	0,054	0,023	0,152	0,246	0,326	0,436	0,022	0,060	0,038
60	0,037	0,081	0,044	0,159	0,273	0,351	0,465	0,033	0,081	0,048
70	0,046	0,072	0,026	0,144	0,262	0,340	0,437	0,052	0,087	0,035
80	0,079	0,112	0,033	0,112	0,303	0,293	0,491	0,069	0,115	0,046
90	0,058	0,077	0,019	0,128	0,271	0,308	0,454	0,052	0,088	0,036
100	0,067	0,094	0,027	0,122	0,284	0,307	0,465	0,063	0,103	0,040
110	0,079	0,105	0,026	0,108	0,297	0,287	0,482	0,071	0,112	0,041
120	0,057	0,088	0,031	0,135	0,278	0,323	0,461	0,053	0,095	0,042
130	0,048	0,064	0,016	0,142	0,261	0,324	0,454	0,040	0,068	0,028
140	0,055	0,091	0,036	0,132	0,283	0,325	0,451	0,061	0,105	0,044
150	0,078	0,096	0,018	0,114	0,289	0,227	0,475	0,069	0,103	0,034

Примечание. Усредненные результаты поверки: на образцовой установке в статическом режиме погрешность  $\sigma = 0,004\%$ ; на автоматической установке в динамическом режиме — погрешности  $\sigma_1 = 0,002\%$ ,  $\sigma_2 = 0,003\%$ .

\* См. вторую сноску на стр. 96.

Сравнение полученных данных показывает, что наибольшее расхождение соответствующих результатов поверки менее  $\pm 0,02\%$ , что, согласно принятой методике, соответствует результирующей средней квадратической погрешности аппаратуры  $\sigma_{\text{пр. } \Sigma} \leq 0,012\%$ .

Таким образом, результаты поэлементного и комплексного экспериментального исследования разработанной автоматической аппаратуры подтвердили, что ее результирующая погрешность не превышает  $\delta_{\Sigma} \leq \pm 0,02\%$  на нижнем пределе измерения  $45 \text{ мв}$  по напряжению и  $45 \text{ мкА}$

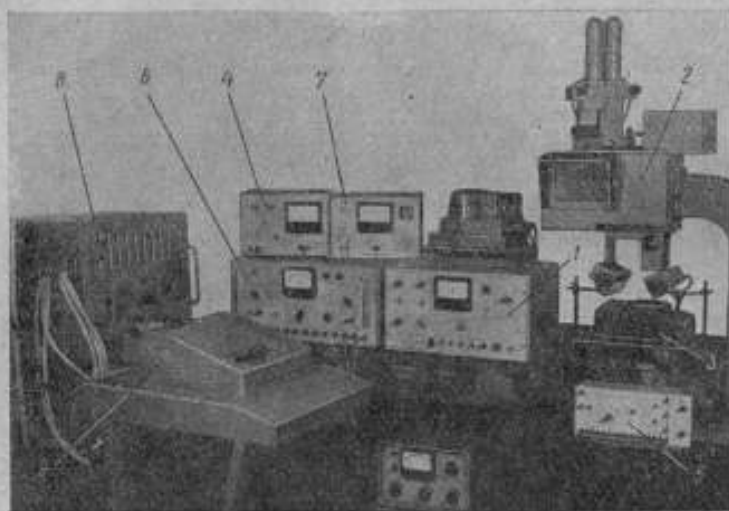


Рис. 3. Общий вид автоматической поверочной установки.

1 — блок управления ОЭСУ; 2 — блок оптико-электронного следящего устройства ОЭСУ; 3 — поверочный прибор; 4 — блок источника опорного напряжения ИОН; 5 — блок МП-Д; 6 — блок цифрового измерения погрешности, содержащий ИУ и АЦП; 7 — блок формирования входного сигнала; 8 — электронный счетчик импульсов с отсчетным устройством; 9 — цифровая печатающая машинка для автоматической регистрации результатов поверки.

по току. Верхний предел измерения определяется коэффициентом передачи МП и практически не ограничен (в разработанном варианте он составлял  $600 \text{ в}$  и  $30 \text{ а}$  соответственно). Время полной поверки прибора автоматической аппаратурой на основном пределе измерения составляет  $5 \text{ мин}$ .

Полученные данные свидетельствуют о возможности в целесообразности использования разработанной аппаратуры для объективной и производительной поверки на постоянном токе наиболее точных электронизмерительных приборов со стрелочным указателем, включая приборы класса  $0,1$ .

На рис. 3 приведен общий вид разработанной автоматической поверочной установки.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вербенко Е. Г. Производительный метод поверки образцовых амперметров и ваттметров повышенной точности. «Труды институтов Комитета», вып. 82 (142). М.—Л., Издательство стандартов, 1965.
2. Поверочный калибратор («Electronics», 1967, в. 40, № 10, «Electro-Scientific Ind.», Portland, USA).
3. Устройство для считывания показаний стрелочных приборов, Швед. пат. ил. 426, 1/15, № 203547.
4. Аналого-цифровой преобразователь для стрелочных измерительных устройств (New digital meter reader, «Process Control and Automat.», 1965, в. 12, N 6).

5. Применение вращающихся фотоэлементов для считывания показаний стрелочных приборов (Maas Margaret A. Orbiting photocell reads pointer position. «Design News», 1964, т. 19, N 6).

6. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Эскин С. П. Пути создания аппаратуры для автоматической поверки показывающих электронизмерительных приборов. «Измерительная техника», 1967, № 11.

7. Эскин С. П. О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 97 (157). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.

8. Эскин С. П. Об одном методе уменьшения погрешности поверки электронизмерительных приборов в динамическом режиме. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.

9. Душин-Барковский И. В., Смирнов Н. В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике. М., Гостехиздат, 1955.

10. Рабинович В. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. «Труды институтов Комитета», вып. 57 (117). М.—Л., Стандартгиз, 1962.

11. Бадвинтер Е. Я., Зеликовский Э. И. и др. О стабильности резисторов из литого марганцевого микропровода. Сб. «Микропровод и приборы сопротивления», вып. 4, Квиннев, 1967.

12. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Прицкер В. И., Эскин С. П. Цифровое устройство для автоматического измерения малых медленноизменяющихся напряжений. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.

13. Прицкер В. И., Эскин С. П. Динамическая погрешность измерения линейно-изменяющегося напряжения методом время-импульсного преобразования. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158). М.—Л., Издательство стандартов, 1968.

14. Декабрун Л. Л., Кильянов Ю. Н. Генерирование линейных разверток большой длительности. «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 2.

Поступила в редакцию  
27/IX 1968 г.



## ГЕНЕРАТОР СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Для проверки аппаратуры статистического анализа, в частности для оценки погрешности корреляторов, в качестве источника исходного «образцового» сигнала применяют генераторы случайных сигналов. В зависимости от рабочих диапазонов частот испытываемой аппаратуры различают генераторы случайных сигналов ультразвуковых, звуковых и инфразвуковых частот. Генераторы шума инфразвукового диапазона ( $0,01 \div \div 30$  гц), позволяющие воспроизводить электрические сигналы биологических органов, анализировать работу систем автоматического управления, поверять инфразвуковые корреляторы и т. д., по сравнению с подобными генераторами других частотных диапазонов разработаны слабо.

Актуальность проблемы создания генераторов шума в диапазоне  $0,01 \div 30$  гц и отсутствие удовлетворительных приборов для воспроизведения случайных сигналов с заданными корреляционными функциями  $R(\tau)$  (где  $\tau$  — аргумент корреляционной функции) определили необходимость проведения исследования и разработки такого прибора.

Непосредственное усиление сигналов физических датчиков шума (например, шума резисторов и фотоэлектронных умножителей), диапазон частот которых простирается до «нуля», оказывается практически невозможным. Мощность шумов вблизи нулевых частот мала и требует использования усилителей постоянного тока (УПТ), дрейф нуля которых вызывает нестабильность выходного сигнала. Практически шум инфразвукового диапазона можно получить в результате преобразования исходного спектра случайного сигнала. При этом представляется возможным выделить участок инфразвукового диапазона значительной мощности с относительно равномерным спектром случайного сигнала. Таких преобразований может быть несколько: глубокое ограничение, гетеродинирование, комбинирование напряжений шумов, распределенных по закону Релея, преобразование исходного шумового напряжения в телеграфный сигнал с последующей его фильтрацией фильтром нижних частот (ФНЧ) [1-4].

Анализ возможных решений показал, что преобразование исходного шума с помощью телеграфного сигнала — двуполярных прямоугольных импульсов равной амплитуды, но случайных по моментам появления и по длительности — имеет существенное преимущество перед другими решениями в том, что дисперсия выходного сигнала не зависит от нестабильности дисперсии сигнала источника шума. Математическое представление телеграфного сигнала позволяет проанализировать желаемый случайный сигнал и по ряду параметров сравнить его с практическими результатами.

Спектральная плотность мощности  $G(\omega)$  телеграфного сигнала, согласно работе [5], определяется выражением

$$G(\omega) = \frac{h^2}{\pi} \cdot \frac{2n_0}{4n_0^2 + \omega^2}, \quad (1)$$

где  $h$  — амплитуда импульса;

$n_0$  — среднее в единицу времени число смен знаков напряжения;

$\omega$  — текущая частота исходного сигнала.

Вид формулы (1) указывает на возможность получения равномерного спектра в инфразвуковом частотном диапазоне при  $4n_0^2 \gg \omega^2$ .

В силу сказанного в предлагаемом генераторе случайных сигналов инфразвукового диапазона частот принят способ телеграфного преобразования флуктуирующей сигнала датчика. Для задания корреляционной функции были выбраны три наиболее часто встречающихся

вида  $R(\tau)$ :

$$R_1(\tau) = \sigma_1^2 \cdot e^{-\alpha|\tau|}, \quad (2)$$

$$R_2(\tau) = \sigma_2^2 \cdot e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega_0 \tau, \quad (3)$$

$$R_3(\tau) = \sigma_3^2 \cdot e^{-\alpha|\tau|} \left( \cos \omega_0 \tau + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 |\tau| \right), \quad (4)$$

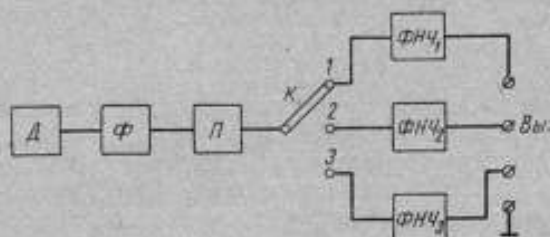


Рис. 1. Функциональная схема генератора случайных сигналов.

где  $\omega_0$  — средняя частота полосы пропускания ФНЧ;

$\alpha$  — коэффициент затухания корреляционной функции;

$\sigma^2$  — дисперсия сигнала.

Сигнал датчика шума  $D$  (рис. 1) нормализуется в формирователе  $\Phi$  и в результате преобразования в преобразователе  $\Pi$  приобретает вид телеграфного сигнала. Переключателем  $K$  подсоединяют нужную цепь фильтра  $ФНЧ$  к выходу преобразователя для выбора требуемой  $R(\tau)$ . Пройдя фильтр, сигнал принимает форму низкочастотных флуктуаций в диапазоне  $0,01 - 30$  гц, обладающих заданной корреляционной функцией. Формирование  $R(\tau)$  основано на известном соотношении между спектральной плотностью мощности выходного  $G_{\text{вых}}(\omega)$  и входного  $G_{\text{вх}}(\omega)$  сигналов, пропускаемых через фильтр [6]:

$$G_{\text{вых}}(\omega) = G_{\text{вх}}(\omega) |\Phi(j\omega)|^2,$$

где  $|\Phi(j\omega)|^2$  — квадрат модуля частотной характеристики ФНЧ.

Если предположить, что в пределах полосы пропускания фильтра

$$G(\omega) \approx G(0) = \text{const},$$

то

$$G_{\text{вых}}(\omega) = G(0) |\Phi(j\omega)|^2.$$

Спектральная плотность мощности функционально связана с  $R(\tau)$ , поэтому параметры фильтра можно однозначно связать с корреляционной функцией соотношением

$$|\Phi(j\omega)|^2 = \frac{2}{G(0)\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (5)$$

Таким образом, задание необходимой  $R(\tau)$  сводится к нахождению схемы фильтра, обладающего заданной частотной характеристикой. Одну

и ту же частотную характеристику можно получить с помощью пассивных и активных фильтров.

В связи с трудностью согласования звеньев пассивных фильтров и обеспечения плавности регулировки их параметров следует отдать предпочтение схемам активных фильтров, созданных на базе операционных усилителей ОУ, имеющих большой коэффициент усиления  $K_y$ . Такой активный фильтр, имея низкое выходное сопротивление, дает возможность осуществлять последовательное соединение и плавную регулировку параметров схемы, позволяющих установить заданные  $\alpha$  и  $\omega_0$  выбранной корреляционной функции.

Подставив выражение для  $R(\tau)$  из формул (2), (3) и (4) в формулу (5) и проведя интегрирование, получим зависимость  $|\Phi(j\omega)|^2$  от частоты. По виду этой зависимости подбирают частотную характеристику и схему фильтра [7, 8].

При формировании  $R(\tau)$  формула (5) приобретает вид

$$|\Phi_1(j\omega)|^2 = \frac{2}{G(0)\pi} \cdot \frac{\sigma_1^2/\alpha}{\omega^2/\alpha^2 + 1}.$$

На рис. 2 б дана схема фильтра с соответствующим видом модуля частотной характеристики

$$|\Phi(j\omega)|^2 = \frac{K_1^2}{T_1^2 \omega^2 + 1},$$

где  $T_1 = \frac{1}{\alpha}$  — постоянная времени фильтра;

$K_1$  — коэффициент передачи по постоянному току, равный

$$K_1^2 = \frac{2}{G(0)\pi} \cdot \frac{\sigma_1^2}{\alpha}.$$

Из схемы рис. 2 б следует, что  $T_1 = R_2 C_1$ ;  $K_1 = R_2/R_1$ , тогда соотношения между параметрами фильтра и корреляционной функции будут иметь вид:

$$\alpha = \frac{1}{R_2 C_1}; \quad (6)$$

$$\sigma_1^2 = \frac{R_2}{R_1^2 C_1} \cdot \frac{G(0)\pi}{2}. \quad (7)$$

При формировании  $R_2(\tau)$  формула (5) приобретает вид

$$|\Phi_2(j\omega)|^2 = \frac{2\alpha\sigma_2^2}{G(0)\pi} \cdot \frac{\omega^2 + (\omega_0^2 + \alpha^2)}{\omega^4 + 2\omega^2(\alpha^2 - \omega_0^2) + (\omega_0^2 + \alpha^2)^2},$$

тогда

$$\Phi_2(j\omega) = \sigma_2 \sqrt{\frac{2\alpha}{G(0)\pi} \cdot \frac{(j\omega) + (\omega_0^2 + \alpha^2)^{1/2}}{(j\omega)^2 + 2\alpha(j\omega) + (\alpha_0^2 + \alpha^2)}}.$$

Отсюда общий вид соответствующей частотной характеристики фильтра будет

$$\Phi(j\omega) = \frac{K_2 [T_a(j\omega) + 1]}{T_2^2 (j\omega)^2 + 2\xi T_2(j\omega) + 1},$$

где  $K_2$  — коэффициент передачи по постоянному току;

$T_a$  — постоянная времени форсирующего звена фильтра;

$T$  — постоянная времени фильтра;

$\xi$  — коэффициент, определяющий колебательные свойства фильтра.

Соответствующую передаточную функцию фильтра получим, заменив  $j\omega$  оператором  $p$ . Такой фильтр может быть составлен из звеньев, имеющих передаточные характеристики, приведенные на рис. 2 б, в, г:

звено б

$$W_b(p) = -\frac{K_b}{T_b p + 1},$$

где

$$K_b = R_2/R_1; \quad T_b = R_2 C_1;$$

звено в

$$W_v(p) = -K_v,$$

где

$$K_v = R_4/R_3;$$

звено г

$$W_g(p) = -\frac{1}{T_g p},$$

где

$$T_g = R_5 C_2.$$

Знак минус в передаточной функции звеньев учитывает нечетность числа каскадов операционного усилителя. Согласно проведенному синтезу, три последовательных звена должны быть охвачены обратной связью с коэффициентом передачи

$$K_{oc} = R_6/R_1.$$

Резльтирующая передаточная функция системы из трех звеньев будет иметь вид

$$W(p) = -\frac{W_b(p) \cdot W_v(p) \cdot W_g(p)}{1 + W_b(p) \cdot W_v(p) \cdot W_g(p) \cdot K_{oc}} = -\frac{K_b K_v}{T_b T_g p + T_b p + K_b K_v K_{oc}}. \quad (8)$$

Очевидно, для получения требуемой частотной характеристики фильтра к выбранной схеме надо добавить звено, имеющее передаточную функцию вида

$$W(p) = (Tp + 1) K.$$

Звено, изображенное на рис. 2 а, может удовлетворять этим требованиям с учетом следующих соображений.

Передаточная функция звена имеет вид:

$$W_a(p) = -\frac{(T_{a1}p + 1)K_a}{T_{a2}p + 1},$$

где

$$K_a = R_8/R_7, \quad T_{a1} = R_7 C_3, \quad T_{a2} = R_8 C_4.$$

Выражение для  $W_a(p)$  перепишем в виде

$$W_a(p) = -\frac{R_7 C_3 p + 1}{K_a R_7 C_4 p + 1} K_a.$$

Если коэффициент передачи по постоянному току  $K_a \ll 1$ , то выражением  $K_a R_7 C_4 p$  как малым по сравнению с единицей можно пренебречь, и передаточная функция звена будет

$$W_a(p) \approx -(R_7 C_3 p + 1) \frac{R_8}{R_7}.$$

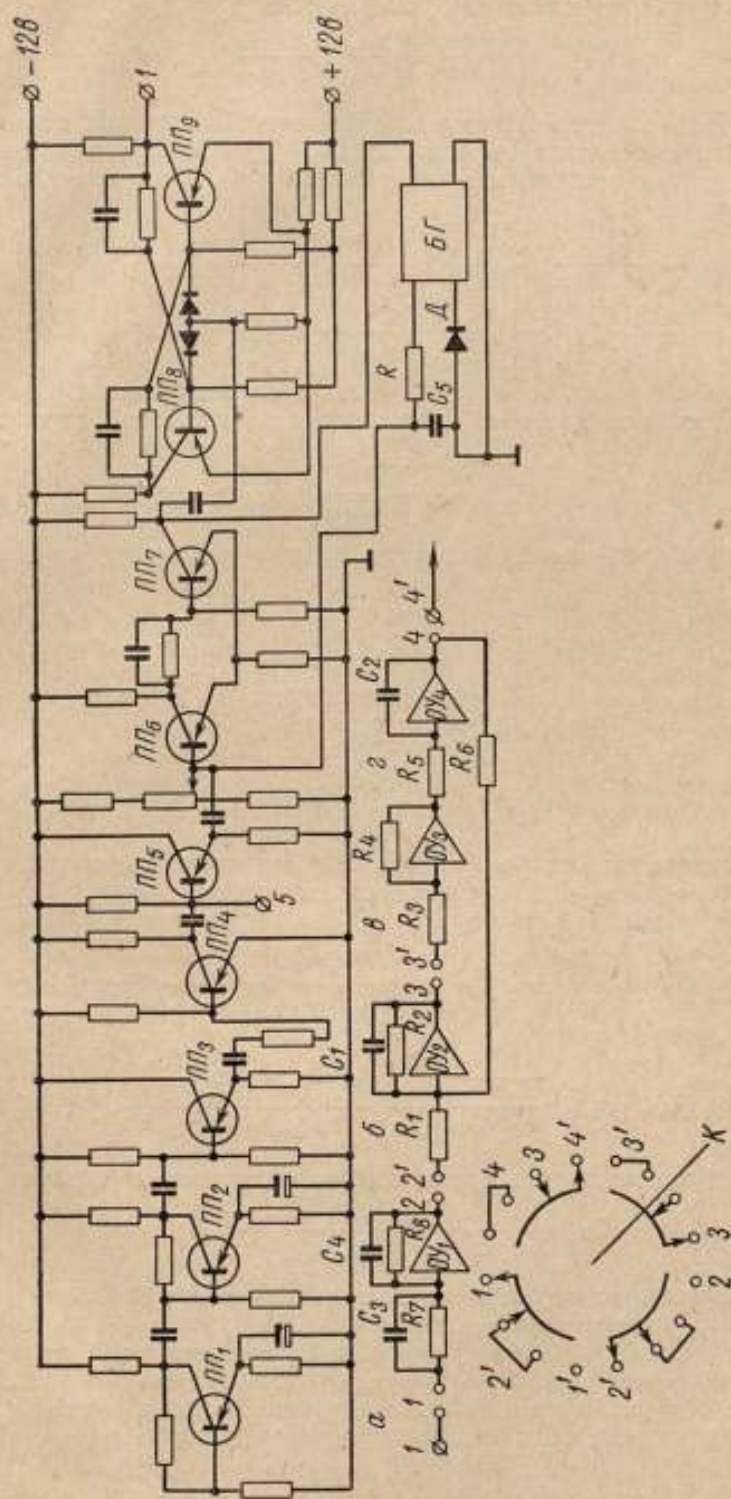


Рис. 2. Принципиальная схема генератора случайных сигналов.  
 $\text{К}$  — переключатель «Выбор  $R$  (Ф)».

Результирующая передаточная функция фильтра

$$W_2(p) = \frac{(T_{ap} + 1) K_a K_b K_c}{T_b T_a p^2 + T_r p + K_b K_a K_{oc}}$$

Приравняв коэффициенты перед операторами одинаковых порядков в последнем выражении и в выражении для  $\Phi_2(j\omega)$ , полученном выше, найдем необходимые соотношения между параметрами фильтра и корреляционной функции:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= \frac{1}{(\omega_0^2 + \alpha^2)^{1/2}}; & \frac{K_a}{K_{oc}} &= \sigma_2 \sqrt{\frac{2\alpha}{G(0)\pi}} \cdot \frac{1}{(\omega_0^2 + \alpha^2)^{1/2}}; \\ \frac{T_r T_b}{K_b K_a K_{oc}} &= \frac{1}{\omega_0^2 + \alpha^2}; & \frac{T_r}{K_b K_a K_{oc}} &= \frac{2\alpha}{\omega_0^2 + \alpha^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Из формул (9) легко определить условие согласования параметров фильтра, необходимое для обеспечения заданной частотной характеристики

$$T_a = \sqrt{\frac{T_r T_b}{K_b K_a K_{oc}}}$$

В результате преобразований формул (9) получим требуемые соотношения:

$$\alpha = \frac{1}{2R_2 C_1}; \quad (10)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4 R_6}{R_1^2 R_3 R_5 C_1 C_2} - \alpha^2}; \quad (11)$$

$$\sigma_2^2 = G(0) \pi \frac{R_1^2 R_2 R_3^2 C_1}{R_6^2 R_7^2 C_3}. \quad (12)$$

Таким образом, параметры фильтра следует задавать на основании выражений (10) + (12) с учетом условия согласования.

При формировании  $R_3(\tau)$  формула (5) приобретает вид

$$|\Phi_3(j\omega)|^2 = \frac{\sigma_3^2 \alpha}{\pi G(0) \omega_0} \cdot \frac{4\omega_0 (\omega_0^2 + \alpha^2)}{\omega^4 + 2\omega^2 (\alpha^2 - \omega_0^2) + (\omega_0^2 + \alpha^2)^2};$$

тогда

$$\Phi_3(j\omega) = \sigma_3 \sqrt{\frac{\alpha}{\pi G(0) \omega_0}} \cdot \frac{2\omega_0^{1/2} (\omega_0^2 + \alpha^2)^{1/2}}{(j\omega)^2 + 2\alpha(j\omega) + (\omega_0^2 + \alpha^2)}.$$

Общий вид соответствующей частотной характеристики фильтра

$$\Phi(j\omega) = \frac{K_3}{T_3^2 (j\omega)^2 + 2\xi T_3(j\omega) + 1},$$

где  $K_3$  — коэффициент передачи по постоянному току;

$T_3$  — постоянная времени фильтра.

Фильтр, составленный из звеньев рис. 2, б, в и г и имеющий передаточную функцию, соответствующую формуле (8), может быть использован для задания  $R_3(\tau)$ . Параметры этой корреляционной функции будут связаны с параметрами фильтра соотношениями (10), (11) и

$$\sigma_3^2 = G(0) \pi \frac{R_2 R_4}{2R_3 R_5 R_6 C_2}. \quad (13)$$

Во всех трех случаях формирования корреляционной функции удобнее всего использовать резисторы:  $R_2$  — для задания  $\alpha$ ,  $R_6$  — для задания  $\omega_0$ ,  $R_7$  — для удовлетворения условия согласования. Задать нужные значения  $\alpha$  и  $\omega_0$  можно с помощью источника постоянного напряжения, подключаемого к разным точкам схемы. Так, для задания  $\alpha$  известное постоянное напряжение подводят к точке  $b$  схемы рис. 2, б. На выходе, напряжение будет равно  $U_m R_2 / R_1$ . Изменяя  $R_2$  и измеряя  $U_n$ , можно установить требуемое  $\alpha$ .

Многообразие возможностей выбора источника шума потребовало ряда экспериментов для построения его схемы, обеспечивающей достаточный для дальнейших преобразований уровень флуктуаций в широком диапазоне частот при сравнительно небольшом потреблении энергии, малых габаритах и простоте решения схемы.

В описываемом генераторе в качестве источника шума выбран полупроводниковый усилительный каскад. Собственно шумящим элементом является низкочастотный полупроводниковый триод усилительного каскада, работающий в режиме «глубокого заперяния». Флуктуации источника усиливаются двумя каскадами усиления, в результате чего выходной шумовой сигнал оказывается достаточным для запуска последующей схемы формирователя импульсов. Испытания различных схем формирователя показали, что оптимальной является схема триггера Шмитта. Преобразователь выполнен в виде двухстабильного триггера с симметричным относительно земли питанием коллектора и эмиттера, что позволяет получить на выходе триггера двуполярный сигнал. Полупроводниковые схемы генератора питаются от стабилизированных источников. Пиковые значения сигнала на выходе датчика лежат в пределах  $4,5 + 5,5$  в и эффективное значение — около  $2,2$  в. Амплитуда импульсов телеграфного сигнала  $\pm 10$  в, длительность переднего и заднего фронтов  $0,08$  и  $0,25$  мксек соответственно.

Проанализируем отклонения полученной корреляционной функции случайного сигнала на выходе генератора от идеальной. Из формул (2)–(4) вытекает зависимость функции  $R(\tau)$  от дисперсии сигнала  $\sigma^2$ , от коэффициента затухания корреляционной функции  $\alpha$  и от средней частоты пропускания фильтра нижних частот  $\omega_0$ . Каждая из этих величин определяется параметрами звеньев фильтра — резисторами и емкостями. При использовании точных резисторов и емкостей, когда погрешность их подгонки не превышает, например,  $0,05 + 0,1\%$ , погрешность задания  $\alpha$ ,  $\omega_0$ ,  $\sigma^2$ , в соответствии с выполненными расчетами, составляет не более  $0,2$ ,  $1$  и  $0,2\%$  соответственно. С учетом указанных выше погрешностей  $\alpha$ ,  $\omega_0$ ,  $\sigma^2$  можно определить погрешность  $R(\tau)$  из-за неточности установки параметров звеньев фильтра. В частности,  $\Delta R_1(\tau) = 0,8\%$ ,  $\Delta R_2(\tau) = 8\%$ ,  $\Delta R_3(\tau) = 12\%$ .

Дисперсия, помимо зависимости от значений резисторов и емкостей, пропорциональна спектральной плотности мощности, определяемой параметрами телеграфного сигнала.

Формула (1) выведена для идеального прямоугольного импульса. Для реального импульса с учетом конечной длительности его фронтов, возможных искажений его вершины, неравенства амплитуд положительного и отрицательного импульсов или отклонения их значений от расчетного за счет нестабильности питания, формула (1) примет вид:

$$G(\omega) = \left( \frac{h_1 + h_2 + \sum_{i=1}^n \Delta h_i \rho_i}{4\pi} \right)^2 \cdot \frac{2n_0}{4n_0^2 + \omega^2} \cdot \left( 1 - \frac{\omega \Delta t_1}{2} - \frac{\omega \Delta t_2}{2} \right), \quad (14)$$

где  $h_1$ ,  $h_2$  — амплитуды импульсов;

$\Delta h_i$  — амплитуда искажения вершины импульса;  
 $p_i$  — частота появления  $\Delta h_i$ ;  
 $\Delta t_1, \Delta t_2$  — длительность переднего и заднего фронтов импульса соответственно.

Формула (14) справедлива при условиях, что число выбросов на вершине одинаково для положительных и отрицательных импульсов и форма кривой нарастания импульса линейна.

Для диапазона частот, соответствующих полосе пропускания ФНЧ генератора случайных сигналов, отклонение спектральной плотности мощности телеграфного сигнала от ее теоретического значения (1) из-за искажений формы импульса и нестабильности питания не выходит за пределы 1,5%. Следует отметить еще один параметр, от которого зависит величина

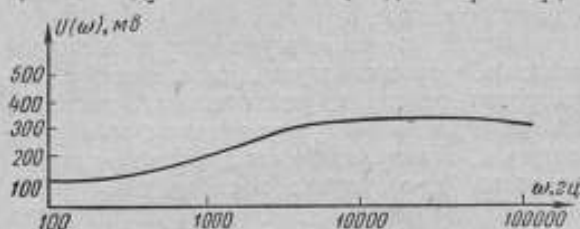


Рис. 3. Характеристика спектра датчика случайного сигнала.

$G(\omega)$ , — число  $n_0$ . Несложная схема позволяет снизить погрешность  $G(\omega)$  от изменения  $n_0$  до 1% за час работы. С учетом нестабильности  $G(\omega)$  погрешность  $\sigma^2$  составит 1,7%.

Передаточные функции звеньев фильтров были вычислены без учета коэффициента усиления операционного усилителя  $K_y$ .

При  $K_y = 50\ 000$  в диапазоне  $0,01 + 30$  гц погрешность определения передаточных функций фильтра не превышает 0,01%. Принятое допущение при выборе передаточной функции первого звена ФНЧ для получения  $R_2(\tau)$  дает погрешность в вычислении последней не хуже 0,1%.

Таким образом, результирующая погрешность корреляционной функции случайного сигнала на выходе генератора шума составляет приблизительно

3,5% для  $R_1(\tau)$ , 10,0% для  $R_2(\tau)$  и 15% для  $R_3(\tau)$ .

Принципиальная схема разработанного генератора представлена на рис. 2. Сигнал шума, генерируемый усилительным каскадом на триоде  $ПП_1$ , подается на каскад усиления, собранный на триоде  $ПП_2$ , далее — на эмиттерный повторитель  $ПП_3$  и на каскад усиления  $ПП_4$ . Усиленные флуктуации запускают триггер Шмитта ( $ПП_5, ПП_6$ ), с выхода которого снимаются нормализованные импульсы, своим передним фронтом запускающие симметричный триггер  $ПП_7, ПП_8$ , работающий в режиме счетного запуска. Двуполярный широтно-модулированный сигнал с выхода симметричного триггера  $ПП_9$  (зажим 1) поступает на ФНЧ через переключатель  $K$ , коммутирующий через зажимы 1,1'; 2,2'; 3,3'; 4,4' звенья а, б, в, г в соответствии с выбранной корреляционной функцией.

Схема стабилизации  $n_0$  включает в себя блокинг-генератор БГ и схему накопления, содержащую сопротивление  $R$ , конденсатор  $C_5$  и диод  $D$ . На выходе генератора выделяется узкополосный шум инфразвукового диапазона, обладающий требуемой  $R(\tau)$ . Полученный случайный сигнал имеет нормальное распределение, так как линейные системы, к которым относится и ФНЧ, обладают способностью нормализовать случайные сигналы независимо от вида распределения входного шумового сигнала [9].

Генератор позволяет получать случайные сигналы не только в инфразвуковом, но и в звуковом диапазоне частот с относительно равномерным спектром, что видно из приведенной на рис. 3 экспериментально снятой



характеристики спектра шумового сигнала на выходе второго каскада усилителя датчика. Спектр рабочих частот датчика простирается от 5 до 100 кГц. Конструктивно в генераторе случайных сигналов предусмотрен зажим 5 для вывода шумового сигнала звукового диапазона.

Таким образом, несложный по схеме генератор случайных сигналов позволяет получать шум в широком диапазоне частот ( $0,01 \div 10^6$  гц) с возможностью формирования заданного вида корреляционной функции в диапазоне  $0,01 \div 30$  гц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Матушевский В. В. Генератор шума инфранизкой частоты. «Труды Сибирского физико-технического института», вып. 42, 1963.
2. Shankar T., Shiva T. A low-frequency random noise generator «J. Instr. Telecommun. Engrs.», 1963, v. 9, No 1.
3. Pichard A. Générateur de bruit dans le domaine basse fréquence. «L'onde élect.», 1966, v. 46, No 475.
4. Kramer C. A low-frequency pseudo-random noise generator. «Electron. Engng.», 1965, v. 37, No 449.
5. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления, ч. I, «Советское радио», 1963.
6. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М., Гостехиздат, 1957.
7. Основы автоматического регулирования, под ред. В. В. Солодовникова, ч. 2. М.—Л., Машгиз, 1959.
8. Стюарт Дж. Теория и синтез электрических цепей. ИЛ, 1962.
9. Тетерич Н. М. Генераторы шума. М., Госэнергоиздат, 1961.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

### ПРИБОР ДЛЯ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Одной из важных задач измерительной техники является экспериментальная оценка временных погрешностей многоканальных измерительных устройств и систем с преобразованием измеряемой электрической или неэлектрической величины во временной (фазовый) сдвиг двух напряжений. Основными элементами этих устройств и систем являются цифровые фазовые преобразователи, точность которых, согласно существующим требованиям, составляет десятые доли градуса.

Наиболее перспективными измерительными устройствами, применяемыми для оценки погрешностей фазовых преобразователей, являются образцовые меры фазового сдвига, обеспечивающие воспроизведение двух напряжений с точно заданными временными соотношениями. Известные меры фазового сдвига построены с использованием электронных ламповых схем [1] и, следовательно, имеют большие габаритные размеры, вес и потребляют значительную энергию. Применение их в качестве образцовых средств в производственных условиях ограничено.

В настоящей работе рассматривается принцип построения и особенности разработанного во ВНИИМ малогабаритного прибора, выполненного полностью на транзисторах и обеспечивающего воспроизведение временных сдвигов в широком диапазоне.

#### Технические характеристики прибора

Диапазон временных (фазовых) сдвигов . . . . .	0—360°
Погрешность дискретных значений временных сдвигов . . . . .	не более 0,05°
Номинальные частоты, гц . . . . .	30, 500, 1000
Уровни выходных напряжений, в . . . . .	0,1—10
Коэффициент нелинейных искажений формы кривой выходных напряжений, % . . . . .	менее 1,5
Выходные сопротивления каналов, ом . . . . .	менее 100
Нестабильность частоты выходных сигналов . . . . .	10 <sup>-5</sup>
Напряжение питающей сети, в . . . . .	220
Частота тока питающей сети, гц . . . . .	50
Вес, кг . . . . .	не более 16

### Функциональная схема прибора

При построении прибора использован принцип деления частоты (фазы исходного сигнала в двух каналах с последующим выделением и усилением первых гармоник из сигналов прямоугольной формы. Функциональная схема прибора показана на рис. 1. Напряжение частотой 72 кГц от кварцевого генератора  $KГ$  поступает на вход делителя частоты  $ДЧ_1$ , с коэффициентом деления, равным 2, и далее — на избирательный усилитель  $ИУ_1$ , с выхода которого сигнал частотой 36 кГц подводится к зажиму  $в$  переключателя  $П_{10}$ , поступает на делитель частоты  $ДЧ_2$ , откуда

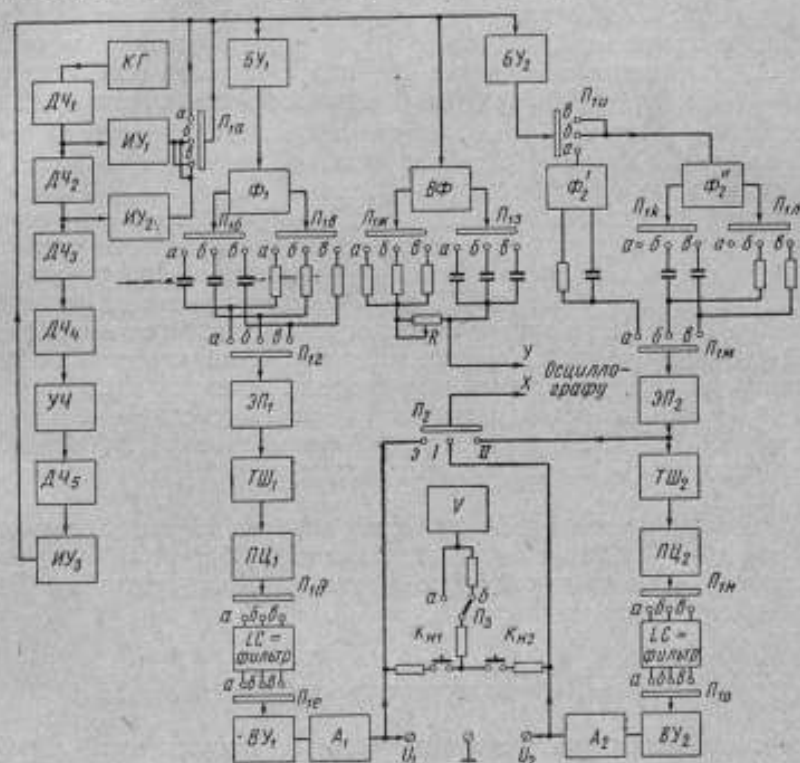


Рис. 1. Функциональная схема прибора.

напряжение частотой 18 кГц подается на избирательный усилитель  $ИУ_2$  и далее на зажим  $б$  переключателя  $П_{10}$ .

Напряжение частотой 18 кГц преобразуется с помощью пятикратных делителей частоты  $ДЧ_3$  и  $ДЧ_4$ , умножителя частоты  $УЧ$  с коэффициентом умножения 3 и делителя частоты  $ДЧ_5$  с коэффициентом деления 2 в сигнал частотой 1,080 кГц, который через избирательный усилитель  $ИУ_3$  поступает на зажим  $а$  переключателя  $П_{10}$ .

Вся коммутация в приборе осуществляется с помощью многопозиционных реле постоянного тока, управляемых трехпозиционным переключателем  $П_1$  с индексами от  $а$  до  $о$ .

С выхода переключателя  $П_{10}$  сигнал поступает на буферные усилители  $БУ_1$  и  $БУ_2$ . Буферный усилитель  $БУ_1$  работает на бесконтактный индуктивный фазовращатель  $Ф_1$  типа БИФ-П14, на выходе которого переключателями  $П_{10}$ ,  $П_{11}$  и  $П_{12}$  коммутируют квадратурные  $RC$ -цепи фазовращателей. Буферный усилитель  $БУ_2$  работает поочередно (переключа-

тель  $P_{1a}$ ) на бесконтактные фазовращатели БИФ-111 (30 гц) и БИФ-116 (500 и 1000 гц). Здесь квадратурные  $RC$ -цепи коммутируют соответственно переключателями  $P_{1a}$ ,  $P_{1b}$  и  $P_{1c}$ .

Выходы переключателей  $P_{1a}$  и  $P_{1b}$  нагружены на два канала, выполненных из последовательно включенных эмиттерного повторителя  $ЭP_{1-2}$ , триггера Шмитта  $TШ_{1-2}$ , пересчетной цепи  $ПЦ_{1-2}$  с коэффициентом пересчета 36, переключаемых  $LC$ -фильтров нижних частот (переключатели  $P_{1d}$ ,  $P_{1e}$  и  $P_{1g}$ ,  $P_{1o}$ ), выходного усилителя  $ВУ_{1-2}$  и аттенюатора  $A_{1-2}$ . Выходные сигналы прибора частотой 30, 500 или 1000 гц снимаются с зажимов  $U_1$  и  $U_2$ .

Переключатель  $P_2$  служит для подачи сигналов на горизонтально отклоняющие пластины  $X$  осциллографа. В положении переключателя  $э$  на вход  $X$  осциллографа подаются сигналы с выходов фазовращателей  $\Phi_1^x$  (БИФ-111) и  $\Phi_2^x$  (БИФ-116), валы которых механически совмещены и имеют точную и грубую градуированные шкалы. При этом на другой вход  $Y$  поступают сигналы с дополнительного  $RC$ -фазовращателя, элементы которого коммутируют переключателями  $P_{1z}$  и  $P_{1z}$ , а регулируют сдвиг переменным резистором. Напряжение на фазовращатель поступает с фазоинвертора, вход которого связан с входом буферных усилителей  $ВУ_{1-2}$ . В положении  $з$  переключателя  $P_2$  на экране осциллографа будет видна фигура Лиссажу (эллипс). При переключении переключателя  $P_2$  в положение  $I$  или  $II$  на экране осциллографа появляется многократная ( $n = 36$ ) фигура Лиссажу, с помощью которой устанавливают точный нулевой фазовый сдвиг между выходными напряжениями  $U_1$  и  $U_2$ . В диапазоне углов  $0 + 360^\circ$  происходит приращение фазового сдвига через интервал  $\Delta\phi = 180^\circ/36 = 5^\circ$ . Вспомогательный фазовращатель  $ВФ$  предназначен для исключения дополнительных погрешностей от неидентичности каналов прибора.

Для измерения уровней напряжений каналов служит вольтметр  $V$ . С прибором типа М4200 он имеет две шкалы: грубую 10 в (положение б переключателя  $P_3$ ) и точную 2 в (положение а переключателя  $P_3$ ). Включают вольтметр, нажимая кнопки  $K_{n1}$  и  $K_{n2}$ .

### Анализ погрешностей

Рассмотрим источники основных фазовых погрешностей прибора. К ним следует отнести погрешности фазовращателей, погрешность от искажений формы кривой сигналов, поступающих на входы каналов деления частоты, и амплитудную погрешность выходных делителей напряжения.

Анализ реостатных, емкостных и индуктивных круговых фазовращателей показал, что наиболее перспективны последние. Индуктивные фазовращатели более точны и имеют большой коэффициент передачи [2]. Выражения для основных погрешностей индуктивных фазовращателей приведены в таблице. В приборе применены бесконтактные индуктивные фазовращатели типов БИФ-111, БИФ-114 и БИФ-116. Им свойственны погрешности, вызванные отклонением от квадратуры, нестабильностью частоты входного сигнала и неравенством сопротивлений и конденсаторов их номинальным значениям. Эти погрешности, согласно расчетам по приведенным в таблице формулам, с учетом погрешностей, обусловленных несовершенством конструкции фазовращателей (фазовращатели выбраны II класса точности), не превышают  $1,5 + 1,6^\circ$ .

Оценим погрешность от искажений формы кривой напряжения основного фазовращателя, сигнал с которого поступает на вход канала деления

Основные погрешности индуктивных фазовращателей

Тип погрешности	Факторы, обуславливающие появление погрешности	Выражения для погрешностей
Фазовые	Неравенство двухфазных напряжений, подаваемых на входы фазовращателя	$\delta\varphi_U = -\arctg \frac{\Delta U}{U} \cdot \frac{\operatorname{tg} \varphi}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi + \Delta U/U}$
	Отсутствие ортогональности составляющих двухфазного напряжения фазовращателя	$\delta\varphi_{90} = \arctg \left[ \frac{\operatorname{tg} \varphi \cos \gamma + \operatorname{tg} \varphi \sin \gamma - 1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi \cos \gamma - \operatorname{tg} \varphi \sin \gamma} \right]$
	Девияция частоты сигналов, подводимых к фазовращателю	$\delta\varphi_f = \arctg [\Delta f \sin^2 (\varphi - \pi/4)]$
	Отклонение сопротивления и емкости конденсатора от номинальных значений	$\delta\varphi_{R, C} = 2 \arctg \left[ \frac{(\gamma_C + \gamma_R + \gamma_C \gamma_R) \operatorname{tg} \varphi / 2}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi / 2 (1 + \gamma_C + \gamma_R + \gamma_C \gamma_R)} \right]$
Амплитудные	Неравенство амплитуд входных сигналов	$\frac{\Delta U_H}{U} = \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\Delta U^2}{U^2} + 2 \frac{\Delta U}{U} \right) \cos^2 \varphi} - 1 \right] \times 100\%$
	Отклонение угла сдвига от квадратуры	$\frac{\Delta U_{90}}{U} = (\sqrt{1 - \gamma \sin 2\varphi} - 1) \cdot 100\%$
	Нестабильность частоты входных сигналов фазовращателя	$\frac{\Delta U_f}{U} \approx [\sqrt{1 + \Delta f (1 + 2 \sin^2 \varphi)} - 1] \cdot 100\%$

В таблице принято:  $\Delta U = U_1 - U_2$ , где  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения, подводимые к фазовращателю;  $\gamma$  — угол отклонения от 90-градусного сдвига фаз;  $\gamma_C = \Delta C/C$ ,  $\gamma_R = \Delta R/R$  — относительные погрешности установления емкости и сопротивления;  $\Delta f$  — отклонение частоты.

частоты. Эта погрешность зависит от амплитуд и фаз гармонических составляющих сигнала.

На рис. 2 показано влияние второй гармоники на сигнал в момент запуска первого каскада делителей частоты.

Сигнал, при наличии в нем второй гармоники, можно представить в виде

$$u_c = U_{mc} \sin(\omega t - \varphi_1) + U'_{mc} \sin(2\omega t - \varphi_2),$$

где  $U_{mc}$ ,  $\varphi_1$ ,  $U'_{mc}$ ,  $\varphi_2$  — амплитуды и начальные фазы основной и второй гармоники.

Опорное напряжение имеет вид  $u_o = U_{mo} \sin \omega t$ .

Действительный сдвиг фаз соответствует  $\varphi_1$ . В момент равенства сигнала нулю

$$u_c = 0 = U_{mc} \sin(\omega t - \varphi_1) + U_{mo} \sin(2\omega t - \varphi_2).$$

Если искажения невелики, то величину  $U_{mc} \sin(\omega t - \varphi_1)$  при пересечении сигнала с осью абсцисс можно заменить на  $U_{mc}(\omega t - \varphi_1)$ . Тогда

$$U_{mc}(\omega t - \varphi_1) = -U_{mo},$$

откуда максимальная погрешность, вызванная второй гармоникой,

$$\Delta\varphi_r = \omega t - \varphi_1 = \left( 57,3 \frac{U_{mc}}{U_{mo}} \right)^2.$$

Если, кроме сигнала, искажена еще и форма опорного напряжения, то максимальная погрешность измерения определяется как арифметическая сумма погрешностей

$$\Delta\varphi_r = 57,3 \left( \frac{U_{mc}}{U_{mo}} U_c + \frac{U_{mc}}{U_{mo}} U_0 \right).$$

Этот случай маловероятен, поэтому при искажениях обоих сигналов следует использовать формулу

$$\Delta\varphi_r = \frac{1}{2} \text{ (максимального искажения сигнала, в процентах)}.$$

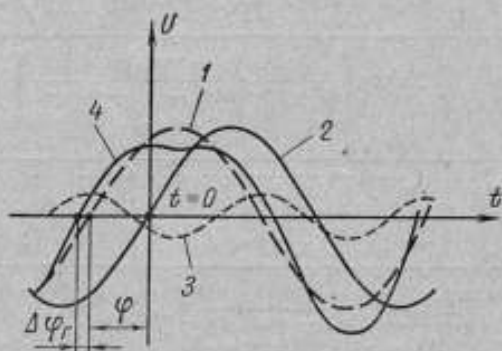


Рис. 2. Временная диаграмма сигналов и второй гармоники.

1, 2 — исследуемые сигналы, 3 — вторая гармоника, 4 — результирующий сигнал.

Применив ее, можно рассчитать фазовую погрешность из-за наличия гармонических составляющих в спектре сигнала для рассматриваемого в статье случая. При искажениях сигнала, поступающего на делитель частоты, равных 2%, появляется погрешность около 1°.

При использовании прибора общим является случай, когда необходимо устанавливать заданные фазовые сдвиги при разных уровнях выходных напряжений, например в 40 дБ. Для этого в приборе предусмотрены attenuаторы (делители напряжения). Принимая во внима-

ние, что они вносят фазовые погрешности, оценим последние, учитывая импедансы соединительных шлангов и подсоединяемых объектов.

Обычно импедансы attenuаторов и входных цепей радиоэлектронных устройств имеют активный характер и в совокупности с паразитными емкостями соединительных шлангов образуют низкочастотный фильтр [3].

Номограмма фазочастотной характеристики  $RC$ -систем показана на рис. 3. При эквивалентной схеме измерительной системы на высокой частоте, не соответствующей указанным выше условиям, или если импедансы выходов описываемого прибора имеют не чисто активный характер, то кривые рис. 3 использовать нельзя.

Для объяснения пользования номограммой (рис. 3) рассмотрим следующий пример. Фазометр, включенный на выход прибора и измеряющий фазу с погрешностью 0,5°, имеет входной импеданс 1  $M\Omega$ , шунтирующая емкость в 20  $nF$ . Емкость соединительных кабелей берем в 180  $nF$ . Выходные сопротивления источников сигнала и опорного напряжения пусть будут соответственно равны 4,7  $k\Omega$  и 50  $\Omega$ ; частота сигнала 5  $кГц$ . Общая шунтирующая емкость для каждого входа фазометра 200  $nF$  (180  $nF$  + 20  $nF$ ), т. е. произведение  $f \cdot C = 10^{-6}$ . С помощью номограммы рис. 3 фазовые сдвиги на каждом входе фазометра в зависимости от указанных параметров измерительной схемы определяют по точкам пересечения прямых, соответствующих по оси абсцисс значению  $10^{-6}$ , а по оси ординат — импедансам источников сигнала и опорного напряжения. Как видно из номограммы, сдвиг фазы опорного напряжения незначителен и равен

0,018°, в то время как сдвиг фазы сигнала равен 1,7°, что превышает допустимую погрешность фазометра более чем в два раза.

В практически выполненном приборе значение выходных сопротивлений составляет 100 ом. В этом случае, согласно рис. 3, фазовая погрешность, появляющаяся при перепадах уровней напряжений в 100 раз, составляет  $\Delta\varphi_d = 0,012 - 0,00008 = 0,01^\circ$ . При максимальной частоте 1000 гц должно быть взято то же самое значение емкости  $C$ .

В описываемом приборе применен двухканальный принцип деления частоты выходных сигналов фазовращателей. Поэтому погрешность приращений фазовых сдвигов на выходе прибора уменьшается в число раз, пропорциональное выбранному коэффициенту деления каналов. В частности, погрешность 1,6° уменьшается до 0,044°. Исходя из значения этой

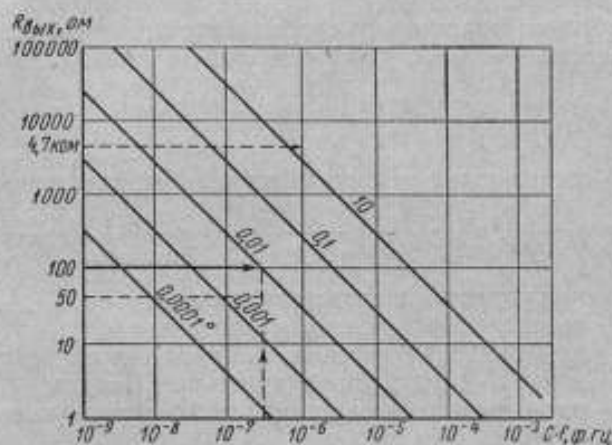


Рис. 3. Номограмма фазочастотной характеристики для расчета фазовой погрешности аттенуаторов.

погрешности, точность установления синфазности выходных сигналов прибора должна иметь тот же порядок.

Установка нулевого фазового сдвига между выходными сигналами прибора с помощью электронно-лучевого осциллографа не всегда удобна, так как при этом не исключается возможность появления субъективных погрешностей. Кроме того, не всегда можно располагать осциллографом с большим коэффициентом усиления усилителя горизонтального отклонения (порядка 1000). Поэтому в приборе имеется чувствительный нульиндикатор фазового сдвига, работающий в двух режимах: при грубом измерении нулевого фазового сдвига он представляет двухканальное устройство; при точном измерении — является одноканальной измерительной системой. В последнем случае на его вход подводят сигналы с кратными частотами, например 30 и 1080 гц. Принцип измерения с помощью нульиндикатора такой же, как и с помощью осциллографа.

Нульиндикатор фазового сдвига представляет собой устройство, в каждом канале которого последовательно включены эмиттерный повторитель, триггеры Шмитта и двухстабильные триггеры. Нульиндикатор собран из функциональных узлов, серийно выпускаемых промышленностью. С выходов триггеров Шмитта через диоды запускают двухстабильные триггеры, причем один имеет счетный запуск, а другой включен в режим формирования. Между коллекторами триггера со счетным запуском включен стрелочный магнитоэлектрический прибор типа М4200. С выхода триггера в режиме формирования заведена связь на первый триггер (в режиме счета). Из-за этого при фазовом сдвиге, не равном нулю, сбивается счетный режим

первого триггера и он также начинает формировать, как и второй триггер, импульсы с различной скважностью. При этом стрелочный прибор отклоняется либо вправо, либо влево, но принципиально не может находиться на нуле.

При фазовом сдвиге, равном нулю, у первого и второго триггеров начинается счетный режим, т. е. они делят частоту на два. Этот режим обеспечивает получение выходного сигнала типа «меандр», т. е. скважность, равную двум, и, как следствие этого, нулевое показание стрелочного прибора.

Погрешность нульиндикатора фазового сдвига в основном зависит от нестабильности как моментов начала прямого и обратного срабатывания триггеров Шмитта (разброс гистерезиса триггера Шмитта), так и длительности опрокидывания.

Нестабильность порога прямого срабатывания триггера Шмитта может быть определена как полный дифференциал от функции этого порога, имеющей вид

$$U'_{n1} = \frac{E_k [S_T R_3 (K_{\beta 2} - K_{\beta 1}) - K_{\beta 1}] + U_{\beta 33}}{N}, \quad (1)$$

где  $E_k$  — напряжение источника питания коллекторных цепей,  $\epsilon$ ;

$$S_T = \left( \frac{\beta}{r_6 + (1 + \beta) \cdot 25/I_3} \right) \frac{1}{1 + R_3 \left( \frac{\beta}{r_6 + (1 + \beta) \cdot 25/I_3} \right)} \text{ — эффективная крутизна транзистора, } \text{ма/}\epsilon;$$

$R_3$  — сопротивление в цепи эмиттеров,  $\text{ом}$ ;

$K_{\beta 1}, K_{\beta 2}$  — коэффициенты деления напряжения на базах первого и второго транзисторов триггера Шмитта;

$U_{\beta 33}$  — напряжение базэмиттерного перехода закрытого транзистора,  $\epsilon$ ;

$\beta$  — коэффициент усиления по току;

$r_6, I_3$  — соответственно сопротивление базы и ток эмиттера,  $\text{ом}$  и  $\text{ма}$ ;

$$N = 1 + S_T R_3.$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} \Delta U'_{n1} = & \frac{\partial U'_{n1}}{\partial E_k} \Delta E_k + \frac{\partial U'_{n1}}{\partial S_T} \Delta S_T + \frac{\partial U'_{n1}}{\partial R_3} \Delta R_3 + \\ & + \frac{\partial U'_{n1}}{\partial K_{\beta 2}} \Delta K_{\beta 2} + \frac{\partial U'_{n1}}{\partial K_{\beta 1}} \Delta K_{\beta 1} + \frac{\partial U'_{n1}}{\partial U_{\beta 33}} \Delta U_{\beta 33}. \end{aligned} \quad (2)$$

Взяв частные производные от выражения (1), после необходимых преобразований получим

$$\begin{aligned} \Delta U'_{n1} = & \frac{S_T R_3 (K_{\beta 2} - K_{\beta 1}) - K_{\beta 1}}{N} \Delta E_k + \frac{R_3 (E_k K_{\beta 1} - U_{\beta 33})}{N^2} \Delta S_T + \\ & + \frac{S_T (E_k K_{\beta 2} - U_{\beta 33})}{N^2} \Delta R_3 + \frac{S_T R_3 E_k}{N} \Delta K_{\beta 2} + E_k \Delta K_{\beta 1} + \frac{\Delta U_{\beta 33}}{N}. \end{aligned} \quad (3)$$

При расчетах удобнее пользоваться не абсолютными, а относительными значениями нестабильности, и тогда получаем

$$\begin{aligned} \Delta U'_{n1} = & \frac{E_k [S_T R_3 (K_{\beta 2} - K_{\beta 1}) - K_{\beta 1}]}{N} \cdot \frac{\Delta E_k}{E_k} + \frac{S_T R_3 (E_k K_{\beta 1} - U_{\beta 33})}{N^2} \cdot \frac{\Delta S_T}{S_T} + \\ & + \frac{S_T R_3 (E_k K_{\beta 2} - U_{\beta 33})}{N^2} \cdot \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{S_T R_3 E_k K_{\beta 2}}{N} \cdot \frac{\Delta K_{\beta 2}}{K_{\beta 2}} + \\ & + E_k K_{\beta 1} \frac{\Delta K_{\beta 1}}{K_{\beta 1}} + \frac{U_{\beta 33}}{N} \cdot \frac{\Delta U_{\beta 33}}{U_{\beta 33}}. \end{aligned} \quad (4)$$



Из большого количества факторов, влияющих на нестабильность, выберем главные:

а) Относительная нестабильность источника коллекторного питания  $\Delta E_k/E_k$  почти не зависит от внешних условий, а определяется в основном нестабильностью напряжения сети и коэффициентом стабилизации.

Для прибора высокой точности оправдано применение электронной стабилизации. Поэтому можно считать, что  $\Delta E_k/E_k \approx 0,0005-0,001$ .

б) Относительная нестабильность эмиттерного сопротивления

$$\Delta R_3/R_3 = K_{rc} \cdot \Delta T \text{ град},$$

где  $\Delta T$  — перепад температур;

$K_{rc}$  — температурный коэффициент сопротивления.

в) Относительная нестабильность эффективной крутизны  $\Delta S_T/S_T$  зависит от изменения температуры, так как  $r_0 = f(T)$ ,  $\beta = f(T)$  и  $I_n \approx I_k + I_{kn} = \beta(I_0 + I_{ko}) = f(T)$ , где  $I_{kn}$ ,  $I_0$  и  $I_{ko}$  — соответственно ток транзистора, ток базы и ток от коллектора к базе:

$$\frac{\Delta S_T}{S_T} = \frac{r_0 + 25/I_3 + 2\beta \cdot 25/I_3}{\beta[r_0 + (1+\beta) \cdot 25/I_3]} \Delta\beta + \frac{1(r_0 + I_3) + (1+\beta) \cdot 25}{r_0 + (1+\beta) \cdot 25/I_3} \Delta I_3. \quad (5)$$

В связи с трудностью учета всех факторов зависимость  $\Delta S_T/S_T$  была определена экспериментально. Для транзисторов типа П416 в диапазоне температур от  $-20$  до  $+50^\circ \text{C}$  эта зависимость имеет значение

$$\frac{\Delta S_T}{S_T} = \frac{S_{T10^\circ} - S_{T20^\circ}}{S_{T50^\circ}} = 0,2, \quad (6)$$

или, приведенная к разности температур в  $1 \text{ град}$ , она будет

$$\frac{\Delta S_T}{S_{T1^\circ}} = 2,86 \cdot 10^{-3},$$

отсюда

$$\frac{\Delta S_T}{S_T} = \frac{\Delta S_T}{S_{T1^\circ}} \Delta T \text{ град}. \quad (7)$$

г) Нестабильность базовых делителей  $K_{01}$  и  $K_{02}$  зависит от ТКС резисторов, из которых они собраны:

$$\frac{\Delta K_{01,2}}{K_{0,2}} = \Delta K_{rc1,2} \cdot \Delta T \text{ град}. \quad (8)$$

д) Нестабильность напряжения  $\Delta U_{002}/U_{002}$

$$\frac{\Delta U_{002}}{U_{002}} = \frac{U_{002} - U_{001}}{U_{002}} = \frac{0,0025}{U_{002}} \Delta T \text{ град}. \quad (9)$$

Определим погрешность фазового сдвига от нестабильности порога напряжения прямого срабатывания триггера Шмитта при  $E_k = 12 \text{ в}$ ,  $\beta = 50$ ,  $r_0 = 100 \text{ ом}$ ,  $I_3 = 2 \div 3 \text{ ма}$ ,  $U_{002} = 0,2 \text{ в}$ ,  $R_3 = 200 \text{ ом}$ ,  $K_{01} = 4 \text{ ком}/20 \text{ ком} = 0,2$ ,  $K_{02} = 9,1 \text{ ком}/(9,1 + 5,5) \text{ ком} = 0,621$  (транзисторы типа П416). Параметры сигнала:  $f = 1000 \text{ гц}$ ,  $\Delta f/f = 10^{-5}$ ,  $U_m = 4,5 \text{ в}$ , возможные вариации амплитуды  $\Delta U_m = 45 \text{ мв}$ . Из условия, что процесс измерения длится не более  $5 \text{ мин}$ , принято изменение температуры  $\Delta T = 1 \text{ град}$ . В этом случае пороговое напряжение прямого срабатывания  $U'_{01} = 0,86$  и его нестабильность  $\Delta U'_{01} = 11,1 \text{ мв}$ . Тогда погрешность фазового сдвига

$$\Delta \varphi_{01} = 57,3 \frac{U'_{01}}{U_m} \left( \frac{\Delta U'_{01}}{U'_{01}} - \frac{\Delta f}{f} - \frac{\Delta U_m}{U_m} \right)^\circ. \quad (10)$$

Подставляя указанные выше значения в формулу (10), получаем

$$\Delta\varphi_{н2} = 0,0218^\circ.$$

Аналогично определяем пороговое напряжение обратного срабатывания триггера Шмитта

$$U'_{н2} = E_k \left[ K_{\sigma 2} \left( 1 + \frac{1 - K_{\sigma 2} S_T R_k}{M} \right) - K_{\sigma 1} \right] + U_{\sigma 22} \left[ 1 - \frac{N}{M} \right], \quad (11)$$

где  $R_k$  — сопротивление в цепи коллектора;

$$M = S_T (R_k + K_{\sigma 2} R_k).$$

Нестабильность  $U'_{н2}$  определим как полный дифференциал выражения (11). Проведя дифференцирование и переходя к относительным значениям неустойчивости, получим

$$\begin{aligned} \Delta U'_{н2} = E_k & \left[ K_{\sigma 2} \left( 1 - \frac{K_{\sigma 2} S_T R_k - 1}{M} \right) - K_{\sigma 1} \right] \frac{\Delta E_k}{E_k} + \\ & + \frac{S_T R_k (K_{\sigma 2} S_T R_k - 1) (K_{\sigma 2} E_k - U_{\sigma 22}) \Delta R_k}{M R_k} - \frac{K_{\sigma 2} S_T R_k N (K_{\sigma 2} E_k - U_{\sigma 22}) \Delta R_k}{M^2} - \\ & - K_{\sigma 1} E_k \frac{\Delta K_{\sigma 1}}{K_{\sigma 1}} - \frac{K_{\sigma 2} S_T R_k N (K_{\sigma 2} E_k - U_{\sigma 22})}{M^2} \cdot \frac{\Delta K_{\sigma 2}}{K_{\sigma 2}} + \\ & + \frac{(K_{\sigma 2} S_T R_k - 1) U_{\sigma 22}}{M} \cdot \frac{\Delta U_{\sigma 22}}{U_{\sigma 22}} - \frac{E_k K_{\sigma 2} - U_{\sigma 22}}{M} \cdot \frac{\Delta S_T}{S_T}. \end{aligned} \quad (12)$$

Определим погрешность фазового сдвига от неустойчивости момента начала обратного срабатывания. Для этого, подставив в формулу (11) указанные выше данные, получим напряжение порога обратного срабатывания  $U'_{н2} = 0,044$  в. Воспользовавшись формулой (12), получим для фазовой погрешности выражение

$$\Delta\varphi_{н2} = 57,3 \frac{U'_{н2}}{U_m} \left( \frac{\Delta U'_{н2}}{U'_{н2}} - \frac{\Delta f}{f} - \frac{\Delta U_m}{U_m} \right)^\circ. \quad (13)$$

Подставив числовые значения в выражение (13), имеем  $\Delta\varphi_{н2} = 0,055^\circ$ .

Следующим фактором, обуславливающим погрешности нульиндикатора является наличие неустойчивости длительности опрокидывания. Проанализируем данную погрешность.

Длительность процесса опрокидывания триггера Шмитта определим из выражения

$$t_{\text{опр}} = \frac{1}{V \gamma_0} \text{Arch} \left( \frac{U_{\sigma 22} \sqrt{\gamma_0}}{\delta_0 \xi} + 1 \right), \quad (14)$$

где

$$\gamma_0 = \frac{S_T^2 I}{C' C''}; \quad I = \frac{C}{C_{\sigma 0} + C}; \quad (15)$$

$C$  — емкость в «ускоряющей» цепочке с коллектора на базу;

$C_{\sigma 0}$  — диффузионная емкость базно-эмиттерного перехода;

$C'$ ,  $C''$  — паразитные емкости:

$$C' = C_{\sigma 0} + \frac{C C_{\sigma 0}}{C + C_{\sigma 0}} + C_M; \quad C'' = C_{\sigma 0} + C_M \quad (16)$$

( $C_{\text{ба}}$ ,  $C_m$  — соответственно емкость база—коллектор и емкость монтажа);

$$\delta_0 = \sqrt{\frac{U_{\text{ба}}^2}{C'}}; \quad (17)$$

$\xi \cong U_m 2\pi f$  — скорость нарастания запускающего напряжения.

В нашем случае  $\frac{U_{\text{ба}} V \gamma_0}{\delta_0 \xi} \gg 1$ , в связи с чем выражение (14) можно упростить. Учитывая, что при  $x = 1$  имеем  $\text{Arch}(x+1) \cong \text{Arch} x$ , а  $\text{Arch} x = \ln(x + \sqrt{x^2 + 1}) \cong \ln 2x$ , получаем

$$t_{\text{опр}} = v \ln \frac{2U_{\text{ба}} x}{\delta_0 \xi}, \quad (18)$$

где

$$x = \sqrt{\frac{S_T^2 I}{C' C''}} \quad \text{и} \quad v = \sqrt{\frac{C' C''}{S_T^2 I}}.$$

Нестабильность  $t_{\text{опр}}$  определяем как полный дифференциал выражения (18)

$$\begin{aligned} t_{\text{опр}} = & \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial C'} \Delta C' + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial C''} \Delta C'' + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial S_T} \Delta S_T + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial I} \Delta I + \\ & + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial U_{\text{ба}}} \Delta U_{\text{ба}} + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial \delta_0} \Delta \delta_0 + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial U_m} \Delta U_m + \frac{\partial t_{\text{опр}}}{\partial \omega} \Delta \omega. \end{aligned} \quad (19)$$

После нахождения частных производных и перехода к значениям относительной нестабильности получим

$$\begin{aligned} \Delta t_{\text{опр}} = & \left[ \frac{1}{2} x \frac{C''}{S_T^2 I} \ln \frac{2U_{\text{ба}} x}{\delta_0 U_m \omega} - v \frac{1}{C'} \right] C' \frac{\Delta C'}{C'} + \\ & + \left[ \frac{1}{2} x \frac{C'}{S_T^2 I} \ln \frac{2U_{\text{ба}} x}{\delta_0 U_m \omega} - v \frac{1}{C''} \right] C'' \frac{\Delta C''}{C''} + \\ & + \left[ -1 \cdot \frac{1}{S_T} v \ln \frac{2U_{\text{ба}} x}{\delta_0 U_m \omega} + v \right] I \frac{\Delta I}{I} + v \frac{\Delta U_{\text{ба}}}{U_{\text{ба}}} - \\ & - v \frac{\Delta \delta_0}{\delta_0} - v \frac{\Delta U_m}{U_m} - v \frac{\Delta \omega}{\omega}. \end{aligned} \quad (20)$$

При следующих данных:  $C_{\text{ба}} = 10 \text{ пф}$ ,  $S_T = 4,7 \text{ ма/с}$ ,  $C_{\text{ба}} = 70 \text{ пф}$ ,  $C_m = 30 \text{ пф}$  (транзистор типа П416) и  $C' = 5100 \text{ пф}$  время опрокидывания будет  $t_{\text{опр}} = 1,68 \cdot 10^{-7} \text{ сек}$ .

Изменение  $t_{\text{опр}}$  возможно, как показывает практика, в пределах менее  $(2 \div 3) \%$ , т. е.  $\Delta t_{\text{опр}} = 3,36 \cdot 10^{-9} \text{ сек}$ . Погрешность по фазе от этой нестабильности при частоте  $1000 \text{ гц}$  не превысит

$$\Delta \varphi_{\Delta t_{\text{опр}}} \leq \frac{\Delta t_{\text{опр}}}{T} \cdot 360^\circ = 0,0012^\circ.$$

Расчет возможно допустимой максимальной погрешности прибора показал, что она составляет  $0,072^\circ$ . Учитывая, что при наличии двухканальной системы погрешности, свойственные каждому каналу, следует вычитать, суммарная погрешность установления синфазности выходных напряжений должна быть равна нулю. Однако из-за неидентичности каналов, согласно экспериментам, она не превышает  $0,036^\circ$ .

### Конструкция прибора

При разработке прибора (рис. 4) были рассмотрены различные варианты его конструктивного оформления. В качестве основного был принят вариант с максимально возможным использованием унифицированных узлов (УФУ) и печатного монтажа. Все узлы прибора выполнены на печатных платах размером  $190 \times 120$  мм из стеклотекстолита. Для исключения перекосов в механических приводах и муфтах блок фазовращателей выполнен на литом фигурном шасси. При этом управление роторами

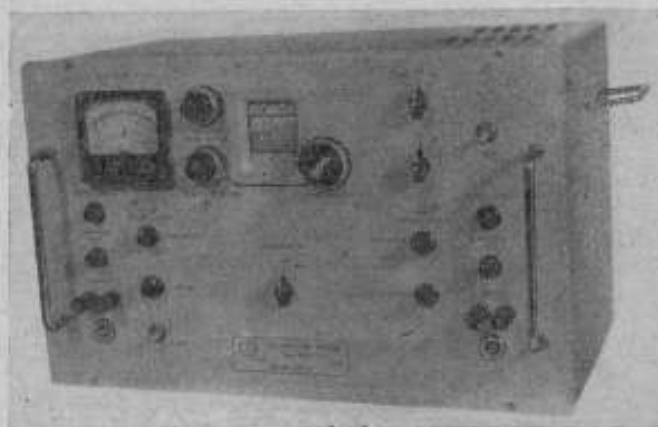


Рис. 4. Внешний вид прибора.

фазовращателей БИФ-111 и БИФ-116 осуществлено от одного вала через две сильфонные муфты. Фазовые сдвиги отсчитывают с помощью двухшкального устройства барабанного типа. Цена деления точной шкалы  $0,1^\circ$ , а грубой  $10^\circ$ . Для исключения холостого хода фазовращателей при установке нулевого фазового сдвига в приборе предусмотрен «сброс» грубой шкалы на нулевую отметку при помощи профильного кулачка и подъемной трипки. Для «электронного сброса» фазового сдвига имеется тумблер, обеспечивающий подсоединение к входу фильтра нижних частот усилителя канала опорной фазы и напряжения с одного из плеч выходного триггера пересчетной цепи.\*

### Заключение

1. Разработан принцип построения прибора для определения временных (фазовых) погрешностей и аттестации различной фазометрической аппаратуры (фазометров, фазовращателей, фазоиндикаторов и т. п.).
2. Показано, что погрешность прибора не превышает  $0,05^\circ$ .
3. Созданный прибор целиком выполнен на транзисторах и используется для поверочных целей.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. М., Издательство стандартов, 1968.
2. Шадрин В. Н. Фазовое управление от магнитной ленты. Изд. «Энергия», М.—Л., 1964.
3. Маспеллен Alexander. Sources of error in phase measurement. «Instrum. and Control Syst.», 1965, v. 38, No 1.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

\* Колтик Е. Д., Левенгаген Н. Н. Калибратор фазы. Авторское свидетельство № 183281, «Бюллетень изобретений», 1966, № 13.

Г. Ю. АВЕРБУХ, Е. Д. КОЛТИК, В. П. ПИАСТРО

ВНИИМ

**О МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ  
МАЛОРАЗРЯДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
«НАПРЯЖЕНИЕ—КОД», ИСПОЛЬЗУЕМЫХ  
В КОРРЕЛОМЕТРАХ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА**

При проектировании коррелометров экспресс-анализа, предназначенных в основном для исследования статистических параметров случайных сигналов непосредственно на объекте (т. е. без предварительной регистрации и накопления подлежащей обработке информации), особое внимание уделяют таким характеристикам коррелометров, как быстродействие, малые габаритные размеры и вес, экономичность. При этом, как правило, предъявляют весьма ограниченные требования к точности анализа. Известные в настоящее время разработки цифровых коррелометров мультипликационного типа базируются на использовании в качестве входных устройств преобразователей «напряжение — код» (ПНК).

Преобразователь «напряжение — код» представляет собой нелинейный элемент со ступенчатой характеристикой  $\eta$  вида

$$\eta = g(\xi) = \eta_1 + \sum_{i=1}^{N-1} \int_{-\infty}^{\xi} \Delta_i \delta(x - \xi_i) dx, \quad (1)$$

где  $\eta_1$  — значение первого уровня характеристики;

$N$  — число уровней;

$\Delta_i$  — шаг квантования по уровню;

$\xi$  — значение уровня входного сигнала;

$\xi_i$  — значение  $\xi$ , при котором происходит смена уровня;

$x$  — текущее значение входного сигнала.

Точность передачи сообщений через ПНК такого типа, иными словами минимальная потеря информации за счет так называемых шумов квантования, сопутствующих процессу преобразования сигнала, в общем случае пропорциональна количеству уровней квантования, т. е. пропорциональна разрядности преобразователя. Эти соображения заставляют строить достаточно сложные многоразрядные преобразователи. В случае использования ПНК в цифровых квазимультипликационных коррелометрах параллельного экспресс-анализа [1] высокая разрядность ПНК влечет за собой значительное усложнение задерживающего и вычислительного трактов коррелометра, так как в корреляционных анализаторах подобного типа каждому уровню характеристики ПНК соответствует отдельная система временного сдвига коррелируемых сигналов. Эти соображения позволяют сформулировать основные требования к ПНК коррелометров

экспресс-анализа: они должны быть простыми, достаточно малоразрядными, обладающими высоким быстродействием.

Однако снижение разрядности ПНК, как указано выше, влечет за собой и снижение точности устройства. Поэтому оказывается оправданной постановка задачи оптимального (с точки зрения минимальной погрешности) выбора характеристики ПНК при конкретном количестве уровней квантования устройства.

Допустим, что на вход нелинейного устройства со ступенчатой характеристикой вида (1) поступает случайный стационарный сигнал  $x(t)$  с одномерным законом распределения  $W(x)$ .

Квантователь, характеристика которого имеет постоянный шаг квантования

$$\Delta_k = \eta_{i+1} - \eta_i = \text{const}, \quad (2)$$

называется равномерным.

Значение выходного сигнала, соответствующего  $i$ -му уровню равномерного квантователя при поступлении на его вход мгновенной ординаты входного случайного воздействия, можно представить в виде [2]

$$\eta_i = i\Delta + \frac{\Delta}{2} \frac{i}{|i|} = i\Delta \left(1 + \frac{1}{2|i|}\right). \quad (3)$$

Записав погрешность квантования  $\varepsilon(t)$  в виде

$$\varepsilon(t) = x(t) - \eta(t) \quad (4)$$

и используя выражение (3), найдем, что максимальная мгновенная погрешность квантования не будет превосходить

$$|\varepsilon(t)|_{\max} = \frac{\Delta}{2}. \quad (5)$$

При достаточно большом числе уровней квантования  $N$  выполняется, как правило, соотношение

$$\frac{\sigma}{\Delta} \gg 1, \quad (6)$$

где  $\sigma$  — среднее квадратическое отклонение входного сигнала.

В этом случае можно полагать дифференциальный закон распределения  $\varepsilon(t)$  равномерным в пределах  $\pm \frac{\Delta}{2}$ :

$$W(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & \text{при } |\varepsilon| < \frac{\Delta}{2} \\ 0 & \text{при } |\varepsilon| > \frac{\Delta}{2} \end{cases}. \quad (7)$$

Дисперсия  $D_\varepsilon$  погрешности квантования определяется тогда известным соотношением

$$D_\varepsilon = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \varepsilon^2 W(\varepsilon) d\varepsilon = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \varepsilon^2 \frac{1}{\Delta} d\varepsilon = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (8)$$

При невыполнении условия (6) закон распределения  $\varepsilon(t)$  отличается от равномерного, причем тем сильнее, чем меньше значение отношения  $\sigma/\Delta$ . Уменьшение отношения  $\sigma/\Delta$  снижает дисперсию погрешности квантования, однако выигрыш в точности при передаче сигнала серединами интервалов, согласно выражению (3), оказывается незначительным. Искус-

ственно усиливая неравномерность закона распределения  $\varepsilon(f)$  путем использования оптимальных уровней передачи сигнала, можно добиться значительного выигрыша в точности передачи сообщений через квантователь.

В известных в настоящее время работах по оптимизации характеристик квантователя предложен метод неравномерного квантования сигналов по входу и выходу [3, 4]. Однако такой метод представляется трудно реализуемым из-за значительной сложности математических операций, которые можно выполнить только на ЭЦВМ итеративным методом [3].

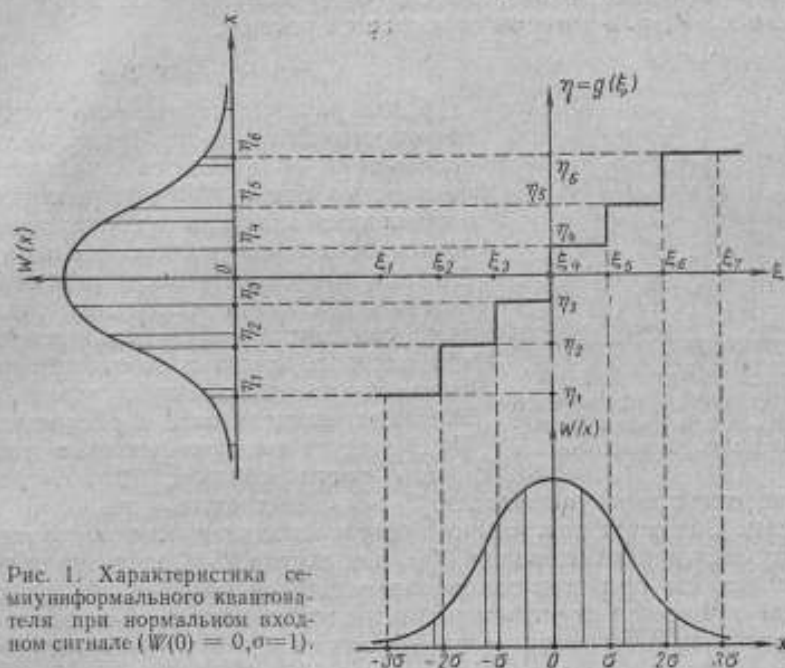


Рис. 1. Характеристика семиуниформального квантователя при нормальном входном сигнале ( $W(0) = 0, \sigma = 1$ ).

В настоящей работе рассматривается указанный выше, сравнительно легко реализуемый метод оптимизации характеристики квантователя использованием оптимальных выходных уровней. Такой квантователь имеет равномерный шаг квантования по входу и неравномерный по выходу и его можно назвать семиуниформальным (полуравномерным).

На рис. 1 представлена характеристика семиуниформального квантователя и показана ее связь с одномерным законом распределения входной величины  $W(x)$ .

Смена уровней характеристики квантователя происходит в моменты  $\xi_i$ , причем

$$|\xi_2 - \xi_1| = |\xi_3 - \xi_2| = \dots = |\xi_{i+1} - \xi_i| = \text{const}, \quad (9)$$

а шаг квантования выходного сигнала — переменный

$$\eta_{i+1} - \eta_i = \text{var}. \quad (10)$$

Вопрос об оптимизации характеристики квантующего устройства при постоянном числе уровней квантования  $N$  может быть решен, если использовать в качестве критерия оптимальности дисперсию погрешности квантования  $D_\varepsilon$ . Оптимальной, очевидно, следует признать такую характеристику квантователя  $\eta_{\text{opt}} = g(\xi)$ , при которой  $D_\varepsilon = (D_\varepsilon)_{\text{min}}$ .

Вероятность появления фиксированного значения погрешности квантования  $\varepsilon^*$ , когда входной сигнал находится в пределах  $\xi_i \div \xi_{i+1}$ , определяется, очевидно, вероятностью появления некоторого значения  $x^{(i)}$ , при котором выполняется равенство

$$\varepsilon^* = x^{(i)} - \eta_i, \quad (11)$$

где  $\eta_i$  — соответствующий интервалу  $\xi_i \div \xi_{i+1}$  выходной уровень квантователя.

Аналогично, вероятность появления того же значения погрешности  $\varepsilon^*$  при входном сигнале в пределах  $\xi_{i+1} \div \xi_{i+2}$  определяется вероятностью появления  $x^{(i+1)}$ , при котором соблюдается условие

$$\varepsilon^* = x^{(i+1)} - \eta_{i+1}. \quad (12)$$

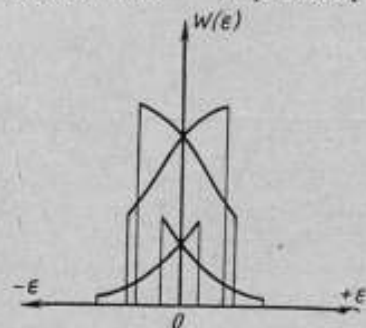


Рис. 2. К выводу одномерного дифференциального закона распределения погрешности квантования.

Таким образом, вероятность появления некоторого мгновенного фиксированного значения  $\varepsilon^*$  определяется суммарной вероятностью появления вызывающих эту погрешность значений ординат входного преобразуемого случайного сигнала  $x(t)$ . Следовательно, закон распределения  $\varepsilon(t)$  можно представить как сумму (наложение) отрезков кривой закона распределения входного сигнала, соответствующих отдельным интервалам между уровнями  $\xi_i$ . Элементы площади закона распределения  $W(x)$  следует при суммировании ориентировать таким образом, чтобы соответствующие отдельным интервалам  $\xi_i \div \xi_{i+1}$  выходные уровни  $\eta_i$  были совмещены.

Операция построения дифференциального закона распределения погрешности квантования  $W(\varepsilon)$  для случая  $N=4$  показана на рис. 2.

Очевидно, что при этом закон распределения погрешности квантования  $W(\varepsilon)$  отличается от равномерного и асимптотически сходится к нему при возрастании количества уровней квантования  $N$  и выполнении условия (3).

Пусть на входе квантователя действует центрированный случайный сигнал с нормальным распределением и единичной дисперсией

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}. \quad (13)$$

Тогда аналитическое выражение кривой плотности вероятности погрешности квантования в пределах  $\xi_i \div \xi_{i+1}$ , смещенной в соответствии с рис. 2, можно записать в виде

$$W_i(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\varepsilon+\eta_i)^2}{2}} & \text{при } \xi_i - \eta_i < \varepsilon < \xi_{i+1} - \eta_i \\ 0 & \text{при } \xi_i - \eta_i > \varepsilon > \xi_{i+1} - \eta_i \end{cases} \quad (14)$$

а суммарный закон распределения погрешности квантования — в виде

$$W(\varepsilon) = \sum_{i=1}^N W_i(\varepsilon). \quad (15)$$

Найдем дисперсию  $D_\varepsilon$  погрешности квантования

$$D_\varepsilon = M[\varepsilon^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^2 \sum_{i=1}^N W_i(\varepsilon) d\varepsilon = \sum_{i=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^2 W_i(\varepsilon) d\varepsilon = \sum_{i=1}^N D_{\varepsilon_i}. \quad (16)$$



где  $D_i$  — условная частная дисперсия погрешности квантования, соответствующая случаю  $x(t) \in (\xi_i + \xi_{i+1})$ .

Подсчитаем значение  $i$ -го члена в выражении (16):

$$D_i = \int_{\xi_i - \eta_i}^{\xi_{i+1} - \eta_i} e^{\xi} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{\xi + \eta_i}{2}\right)^2} d\xi. \quad (17)$$

Путем несложных преобразований выражение (17) приведем к виду

$$D_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[ e^{-\xi_{i+1}^2/2} (2\eta_i - \xi_{i+1}) + e^{-\xi_i^2/2} (\xi_i - 2\eta_i) \right] + (\eta_i^2 + 1) [\Phi(\xi_{i+1}) - \Phi(\xi_i)], \quad (18)$$

где  $\Phi(\xi_i)$  — интеграл вероятностей, определяемый выражением

$$\Phi(\xi_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\xi_i} e^{-\xi^2/2} d\xi. \quad (19)$$

Поскольку все слагаемые в выражении (16) — существенно положительны, то условие минимизации  $i$ -го члена определяет и условие минимума всего выражения. Найдем такой оптимальный уровень  $\eta_{i \text{ opt}}$ , соответствующий интервалу  $\xi_i \div \xi_{i+1}$ , который обеспечивает выполнение условия минимума дисперсии погрешности квантования. Для этого продифференцируем выражение (18) и приравняем первую производную нулю:

$$\frac{\partial D_i}{\partial \eta_i} = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left[ e^{-\xi_{i+1}^2/2} - e^{-\xi_i^2/2} \right] + 2\eta_i [\Phi(\xi_{i+1}) - \Phi(\xi_i)] = 0,$$

откуда

$$\eta_i = \eta_{i \text{ opt}} = \frac{e^{-\xi_{i+1}^2/2} - e^{-\xi_i^2/2}}{\sqrt{2\pi} [\Phi(\xi_{i+1}) - \Phi(\xi_i)]}. \quad (20)$$

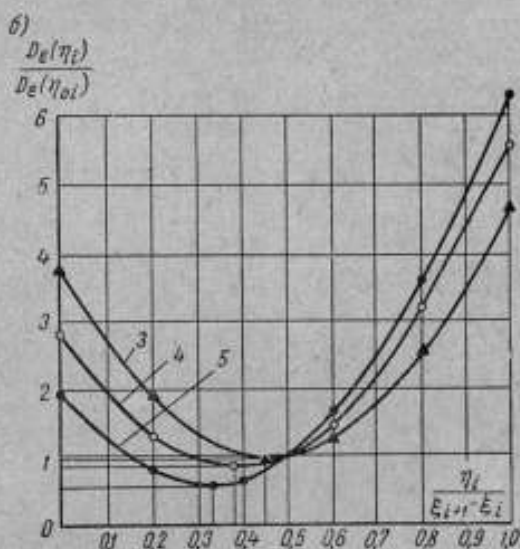
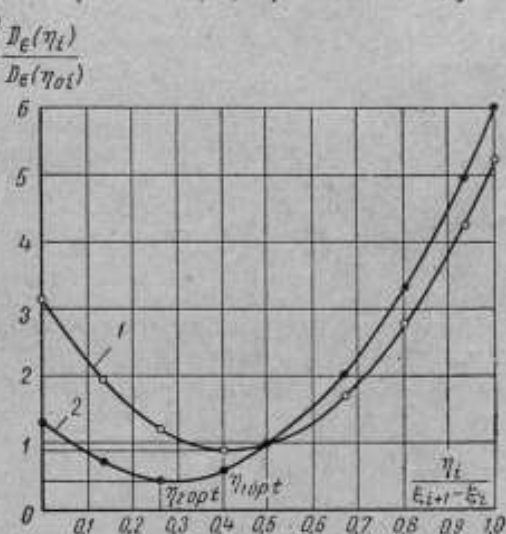


Рис. 3. Зависимость условной частной дисперсии погрешности квантования от уровня выходного сигнала: а — число уровней  $N = 4$ , б — число уровней  $N = 6$ .

Интервалы  $\xi_i \div \xi_{i+1}$ : 1) от 0 до  $\pm 1,5$ ; 2)  $\pm(1,5 \div 3)$ ; 3) от 0 до  $\pm 1$ ; 4)  $\pm(1 \div 2)$ ; 5)  $\pm(2 \div 3)$ .

Вторая производная выражения (18) будет

$$\frac{\partial^2 D_i}{\partial \eta_i^2} = 2 [\Phi(\xi_{i+1}) - \Phi(\xi_i)] > 0. \quad (21)$$

Неотрицательность второй производной  $\partial^2 D_i / \partial \eta_i^2$  говорит о наличии вогнутости в точке экстремума при  $\eta_i = \eta_{i \text{ opt}}$  кривой  $D_i = f(\eta_i^2)$ , т. е. при  $\eta_i = \eta_{i \text{ opt}}$  дисперсия  $D_i = (D_i)_{\text{min}}$ .

Числовые расчеты показывают, что при  $N = 4$  оптимальные уровни передачи сообщений, определяемые выражением (20), для интервалов изменения входных сигналов  $0 \div \pm 1,5$  и  $\pm (1,5 \div 3)$  составят соответственно  $\eta_{1 \text{ opt}} = \pm 0,625$  и  $\eta_{2 \text{ opt}} = \pm 1,91$  (те же уровни при передаче сообщений серединами интервалов составят соответственно  $\eta_{01} = \pm 0,75$  и  $\eta_{02} = \pm 2,25$ ).

Графики зависимости условной частной дисперсии погрешности квантования от уровня выходного сигнала

$$\frac{D_E(\eta_i)}{D_E(\eta_{0i})} = f\left(\frac{\eta_i}{\xi_{i+1} - \xi_i}\right)$$

при  $N = 4$  и  $N = 6$  приведены на рис. 3.

Выигрыш в точности передачи сообщений через квантователь, оцениваемый в виде

$$\gamma = \frac{D_E(\eta_{0i}) - D_E(\eta_{i \text{ opt}})}{D_E(\eta_{0i})} \cdot 100\%, \quad (22)$$

при  $N = 4$  будет  $\gamma \cong 15,6\%$ , а при  $N = 6$  будет  $\gamma \cong 9\%$ .

Приведенные расчеты показывают, что предлагаемый метод оптимизации характеристики преобразователя «напряжение — код» дает значительный выигрыш в точности.

По предварительным расчетным и экспериментальным данным для коррелометров экспресс-анализа наиболее приемлемы (с точки зрения совокупных точностных и экономических параметров) ПНК, имеющие рассчитанную предлагаемым методом характеристику при шести уровнях квантования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д., Пластро В. П., Ярадошвили Р. В. Новый принцип построения автоматических коррелометров. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 98 (158), М.—Л., Издательство стандартов, 1968.
2. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.—Л., «Энергия», 1967.
3. Мах J. Quantizing for minimum distortion. «Trans. IRE», 1960, IT-6, № 1.
4. Величкин А. И. Квантование непрерывных сообщений с минимальной средней квадратической ошибкой. «Радиотехника», 1964, № 3.

Поступила в редакцию  
30/VII 1968 г.

ОБ ОЦЕНКЕ МАКСИМАЛЬНОЙ МЕТОДИЧЕСКОЙ  
ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАТОРОВ

В настоящее время начинают получать все большее распространение электронизмерительные приборы, выполняющие вычислительные операции. К числу таких приборов относятся дискретно-дифференцирующие измерительные устройства, используемые для определения скоростей медленно изменяющихся электрических сигналов.

Исследование точности дифференциаторов является актуальной задачей, так как серийное производство потребует нормирования их погреш-

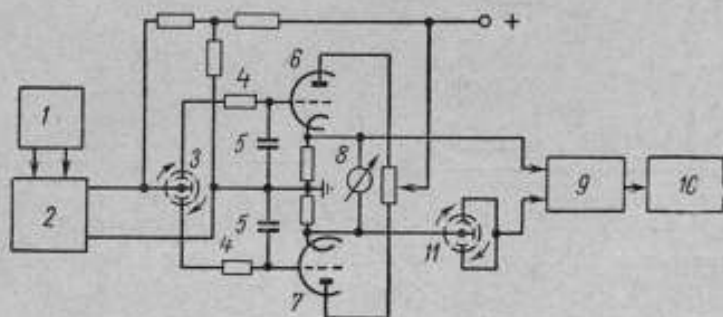


Рис. 1. Принципиальная схема дискретного дифференциатора.

ностей. Самой характерной для дискретных дифференциаторов является методическая погрешность (из-за дискретности). Ее оценка предлагается ниже.

Рассмотрим сначала пример такого устройства. На рис. 1 показана принципиальная схема дискретного дифференциатора\*. Электрическое напряжение, пропорциональное функции, характеризующей данный физический процесс, поступает с первичного преобразователя 1 на вход фильтра 2, выход которого соединен с электромеханическим или электронным коммутатором 3. Коммутатор работает с заданным временным циклом и периодически разрывает входной сигнал  $x(t)$  на ряд импульсов равной временной длительности  $T$ , следующих друг за другом через равные промежутки времени  $\Delta t$ . В частном случае  $T = \Delta t$ . Коммутатор выполняет

\* Колесниченко Л. К., Виницкий А. М., Чаркин А. И. и Сахаров А. А. Прибор для определения средней скорости изменения физических и производственных процессов. Авторское свидетельство № 174014, «Бюллетень изобретений», 1965, № 16.

также роль распределителя импульсов. Например, нечетные импульсы 1, 3, ..., (k+1), где k — четное число, подаются через интегрирующую цепочку 4—5 на одну половину триода 6, а четные 2, 4, ..., k — через другую половину триода 7. Вследствие чередования импульсов при возрастании входного сигнала показания прибора 8, включенного между катодами триодов 6 и 7, пропорциональны скорости возрастания сигнала

и будут лежать, например, вправо от нуля. При медленном возрастании или убывании входного сигнала показания прибора будут приближаться к нулю, а при  $x(t) = 0$  становятся нулевыми. При убывании функции показания прибора соответственно отсчитывают влево от нуля, а изменение знака скорости фиксируется переходом через нуль.

Таким образом, описываемое устройство последовательно дис-



Рис. 2. К пояснению работы дискретных дифференциаторов:

а — третьего типа (ДД<sub>3</sub>), где: 1)  $t_1 = \Delta t + 2T$ ; 2)  $t_2 = \Delta t + T$ ; 3)  $t_{cp} = t_1 - \frac{\Delta t}{2} - T$ ;  
4)  $t_4 = T$ ; 5)  $t_5$ ;

б — первого типа (ДД<sub>1</sub>), где: 1)  $t_1 = \Delta t$ ; 2)  $t_{cp} = t_1 - \frac{\Delta t}{2}$ ; 3)  $t_3$ ;

в — второго типа (ДД<sub>2</sub>), где: 1)  $t_1 = 2T$ ; 2)  $t_{cp} = t_1 - T$ ; 3)  $t_3$ .

кретно интегрирует, непрерывно сравнивая (вычитая) промежуточные приращения и выдает результат в виде практически постоянного напряжения, пропорционального скорости изменения входной величины. Результат измеряется либо стрелочным прибором 8 с нулем посередине, либо через усилитель 9 подается на регистрирующее (или исполнительное) устройство 10, причем коммутатор 11 преобразует постоянное напряжение в импульсное.

Это устройство мы назовем дискретным дифференциатором третьего типа (ДД<sub>3</sub>). Как следует из изложенного, ДД<sub>3</sub> вычисляет разность предварительно проинтегрированных значений сигнала на двух последовательных одинаковых интервалах времени  $T$ , разделенных временной паузой  $\Delta t$ . Сигнал на выходе ДД<sub>3</sub>

$$y_a(t_i) = \frac{\frac{1}{T} \int_{t_i-T}^{t_i} x(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \int_{t_i-\Delta t-T}^{t_i-\Delta t} x(\tau) d\tau}{\Delta t + T}$$

получается в моменты времени  $t_i = i(\Delta t + T)$ .

Наряду с ДД<sub>3</sub> существуют дискретные дифференциаторы и других типов. В дискретных дифференциаторах первого типа ДД<sub>1</sub> операция дифференцирования заменена вычислением разности мгновенных значений сигнала  $x(t)$  за равные промежутки времени  $\Delta t$ . Сигнал на выходе ДД<sub>1</sub>

$$y_1(t_i) = \frac{x(t_i) - x(t_i - \Delta t)}{\Delta t}$$

получается в моменты времени  $t_i = i \Delta t$ .

Дискретные дифференциаторы второго типа ДД<sub>2</sub> вычисляют разность предварительно проинтегрированных значений сигнала на двух последовательных одинаковых интервалах времени  $T$ . Сигнал на выходе ДД<sub>2</sub>

$$y_2(t_i) = \frac{\frac{1}{T} \int_{t_i - T}^{t_i} x(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \int_{t_i - 2T}^{t_i - T} x(\tau) d\tau}{T}$$

получается в моменты времени  $t_i = iT$ . Работу дифференциаторов ДД<sub>1</sub>, ДД<sub>2</sub> и ДД<sub>3</sub> поясняет рис. 2.

Заметим, что дифференциаторы ДД<sub>2</sub> и ДД<sub>3</sub> работают точнее ДД<sub>1</sub> при наличии во входном сигнале высокочастотных помех. Дискретные дифференциаторы ДД<sub>1</sub> и ДД<sub>2</sub> рассмотрены в работах [1, 2], а ДД<sub>3</sub> описан в статье [3].

Найдем сначала оценку методической погрешности для дифференциатора ДД<sub>3</sub>, а оценки для ДД<sub>1</sub> и ДД<sub>2</sub> легко получим, полагая в окончательном результате, соответственно,  $T = 0$  или  $\Delta t = 0$ .

Будем считать истинной скорость входного сигнала  $\dot{x}(t_{cp})$  в середине цикла измерения. Тогда для дифференциатора ДД<sub>3</sub> в момент  $t_{cp}$  методическая погрешность

$$\delta_{эм}(t_{cp}) = y_3(t_i) - \dot{x}(t_{cp}).$$

Разложим  $x(\tau)$  по формуле Тейлора в окрестности точки  $t_{cp}$ , ограничиваясь четырьмя членами разложения:

$$x(\tau) = x(t_{cp}) + \dot{x}(t_{cp})(\tau - t_{cp}) + \frac{\ddot{x}(t_{cp})}{2!}(\tau - t_{cp})^2 + \frac{\ddot{\ddot{x}}(\xi)}{3!}(\tau - t_{cp})^3,$$

где  $\xi$  — некоторая точка в интервале от  $t_i - \Delta t - 2T$  до  $t_i$ :

$$t_{cp} = t_i - \frac{\Delta t}{2} - T.$$

Подставляя это разложение в формулу для методической погрешности, получим

$$\delta_{эм}(t_{cp}) = \frac{1}{6(\Delta t + T)T} \left[ \int_{t_i - T}^{t_i} \ddot{\ddot{x}}(\xi_1)(\tau - t_{cp})^3 d\tau - \int_{t_i - \Delta t - 2T}^{t_i - \Delta t - T} \ddot{\ddot{x}}(\xi_2)(\tau - t_{cp})^3 d\tau \right].$$

По теореме о среднем

$$\delta_{эм}(t_{cp}) = \frac{1}{6(\Delta t + T)T} \left[ \ddot{\ddot{x}}(\xi_3) \int_{t_i - T}^{t_i} (\tau - t_{cp})^3 d\tau - \ddot{\ddot{x}}(\xi_4) \int_{t_i - \Delta t - 2T}^{t_i - \Delta t - T} (\tau - t_{cp})^3 d\tau \right],$$

где  $\xi_3, \xi_4$  лежат в интервале от  $t_i - \Delta t - 2T$  до  $t_i$ .

Вычислив интегралы, получим

$$\delta_{эм}(t_{cp}) = \frac{1}{24(\Delta t + T)T} [\ddot{\ddot{x}}(\xi_3) - \ddot{\ddot{x}}(\xi_4)] \left[ \left( \frac{\Delta t}{2} + T \right)^4 - \left( \frac{\Delta t}{2} \right)^4 \right],$$

откуда оценка максимальной методической погрешности

$$|\delta_{2м}(t_{ср})| \leq \frac{M_2}{12} \left( \frac{\Delta t^2}{2} + \Delta T + T^2 \right),$$

где

$$M_2 = \max_{[t_i - \Delta t - 2T, t_i]} |\ddot{x}(\tau)|.$$

Отсюда для дифференциаторов ДД<sub>1</sub> и ДД<sub>2</sub> легко получаем известные [4, 5] оценки

$$|\delta_{1м}(t_{ср})| \leq \frac{M_2 \Delta t^2}{24};$$

$$|\delta_{2м}(t_{ср})| \leq \frac{M_2 T^2}{12}.$$

Подчеркнем, что это оценки максимальной методической погрешности при определении скорости в середине цикла измерения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Дилигенский С. Н. Дифференцирование медленно изменяющихся сигналов. «Автоматика и телемеханика», 1960, т. XXI, № 4.
2. Дилигенский С. Н. Методы реализации оптимальных фильтров с кодовой памятью. «Автоматика и телемеханика», 1961, т. XXII, № 11.
3. Гальперин Л. Н. и Довбий Е. В. Дискретный измеритель средних скоростей медленно изменяющихся слабых сигналов. «Измерительная техника», 1966, № 7.
4. Анолик М. В. и Левидов В. А. Об оценке погрешности дискретного измерения скоростей с учетом случайной помехи на входе дискретного дифференциатора. «Измерительная техника», 1966, № 1.
5. Анолик М. В., Левидов В. А., Цивирко Г. П. Применение сглаживания для улучшения помехоустойчивости дискретного дифференциатора. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 111 (171). М.—Л., Издательство стандартов, 1969.

Поступила в редакцию  
15/V 1968 г.

**О ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ В ЦЕПИ  
«ОМИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ—ТЕРМОРЕЗИСТОР»  
ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ**

Вопросу о переходных процессах в  $RR_T$ -цепи ( $R$  — омическое сопротивление,  $R_T$  — сопротивление термистора) при изменении температуры окружающей среды  $\Theta_0$  уделено достаточно внимания в работах [1–4]. В настоящей работе на основании анализа переходных процессов в цепи «сопротивление — терморезистор», вызванных мгновенным изменением  $\Theta_0$  на небольшую величину  $\Delta\Theta$ , получены соотношения, удобные для вычисления температурного коэффициента сопротивления (ТКС) терморезисторов как с отрицательным, так и с положительным ТКС.

Рассмотрим цепь, составленную из сопротивления  $R$  и терморезистора (рис. 1). Свойства такой цепи, когда терморезистором является термистор, подробно рассмотрены в работах [1] и [4]. В работе [4] составлена система уравнений, описывающая все многообразие процессов, которые могут возникнуть в  $RR_T$ -цепи.

Как известно, решение этой системы уравнений осложнено входящими в нее нелинейными величинами. Однако с целью облегчения решений для случаев небольших отклонений от положения равновесия величин  $R$ ,  $k$ ,  $\Theta_0$  и  $U_n$  (где  $k$  — динамический коэффициент рассеяния,  $U_n$  — напряжение, приложенное к  $RR_T$ -цепи) в работе [4] была составлена в линейном приближении система уравнений

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_T &= \Delta P_\alpha + \Delta P; \\ \Delta P_T &= 2U_{T0} \Delta i + i_0^2 \Delta R_T; \\ \Delta P_\alpha &= k (\Delta T - \Delta\Theta) + (T - \Theta_0) \Delta k; \\ \Delta P &= cd (\Delta T)/dt; \\ \Delta i &= \frac{\Delta U_n}{(R_{T0} + R)} - \frac{U_{T0} (\Delta R_T + \Delta R)}{(R_{T0} + R)^2}; \\ \Delta R_T &= -\beta R_{T0} \Delta T. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь  $P_T = U_{T0} i_0$  — мощность, потребляемая термистором;

$P_\alpha = k (T - \Theta_0)$  — то же, рассеиваемая термистором в окружающую среду;

$P = c \frac{dT}{dt}$  — мощность, расходуемая на изменение теплосодержания термистора;

$i_0$  — мгновенное значение тока через термистор;

$c$  — теплоемкость термистора;

$T$  — абсолютная температура термистора;  
 $\beta$  — абсолютное значение ТКС термистора;  
 $U_{T0}$  — падение напряжения на термисторе;  
 $R_{T0}$  — сопротивление термистора при  $i_0$  и  $T$ .

Для удобства в дальнейшем будем считать, что  $R$  является внутренним сопротивлением источника напряжения  $U_a$ .

Рассмотрим процессы, происходящие в  $RR_T$ -цепи (рис. 1) при мгновенном изменении температуры окружающей среды  $\Theta_0$  на небольшую величину  $\Delta\Theta$  (при условиях  $U_a = \text{const}$ ,  $R = \text{const}$ ). Будем считать, что  $\Delta\Theta$  настолько мало, что  $k = \text{const}$ , т. е. имеем

$$U_a = \text{const}, \quad R = \text{const}, \quad k = \text{const}. \quad (2)$$

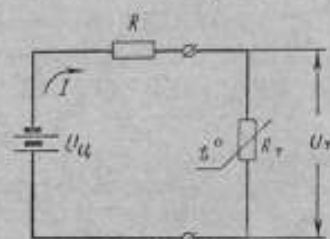


Рис. 1.

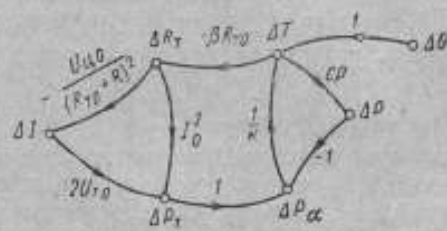


Рис. 2.

При этих условиях на основании линейной системы уравнений (1) можно построить ее граф (рис. 2), который наглядно показывает процессы, происходящие в рассматриваемой цепи при условиях (2).

Учтем известные выражения для постоянной времени  $\tau_\Theta$  термистора и динамического множителя  $D$  [4]:

$$\tau_\Theta = \frac{c}{k}; \quad (3)$$

$$D = \frac{R_{T0} - dU_T/di_T}{R_{T0} + dU_T/di_T} = \frac{\beta P_\alpha}{k}. \quad (4)$$

В установившемся режиме  $P_T = P_\alpha$  и поэтому

$$D = \beta \frac{P_T}{k}.$$

Введя оператор  $p \equiv \frac{d}{dt}$ , с учетом выражений (3) и (4) можно по правилу Мэзона разрешить граф относительно  $\Delta i$

$$\Delta i = \frac{\beta U_{a0} \frac{R_{T0}}{(R_{T0} + R)^2}}{1 + \tau_\Theta p + D \left(1 - 2 \frac{U_{T0}}{U_{a0}}\right)} \Delta \Theta. \quad (5)$$

Решением уравнения (5) при скачкообразном изменении температуры окружающей среды  $\Theta_0$  на  $\Delta\Theta$  будет

$$\Delta i = \frac{\beta U_{a0} \frac{R_{T0}}{(R_{T0} + R)^2}}{1 + D \left(1 - 2 \frac{U_{T0}}{U_{a0}}\right)} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{1 + D \left(1 - 2 \frac{U_{T0}}{U_{a0}}\right)}{\tau_\Theta} t\right) \right] \Delta \Theta. \quad (6)$$

Проанализируем это выражение. В момент времени  $t = 0$ , когда произошло скачкообразное изменение температуры окружающей среды



и она установилась равной  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ , изменение тока через термистор равно  $\Delta i = 0$ . Через время  $t = \infty$ , когда кончатся переходные процессы, ток  $i_0$  через термистор изменится на

$$\Delta i = \frac{\beta U_{\text{ш}} \frac{R_{\text{т0}}}{(R_{\text{т0}} + R)^2}}{1 + D \left(1 - 2 \frac{U_{\text{т0}}}{U_{\text{ш}}}\right)} \Delta\Theta, \quad (7)$$

и через термистор будет протекать ток  $i_1 = i_0 + \Delta i$ .

Рассматриваемые моменты времени  $t = 0$  и  $t = \infty$  характеризуют установившиеся состояния в  $RR_{\text{т}}$ -цепи. Т. е. в результате скачкообразного изменения температуры окружающей среды на  $\Delta\Theta$  рабочая точка смещается из  $(i_0, U_{\text{т0}})$  (рис. 3) на статической вольт-амперной характеристике термистора, соответствующей температуре окружающей среды  $\Theta_0$ , в  $(i_1, U_{\text{т1}})$  на характеристике, соответствующей температуре  $\Theta_1$ .

Из выражения (7) следует, что

$$\beta = \frac{1 + D \left(1 - 2 \frac{U_{\text{т0}}}{U_{\text{ш}}}\right)}{U_{\text{ш}} \frac{R_{\text{т0}}}{(R_{\text{т0}} + R)^2}} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta\Theta}. \quad (8)$$

Таким образом, если необходимо определить ТКС термистора в какой-то точке  $(i_0, U_{\text{т0}})$  его статической вольт-амперной характеристики при температуре окружающей среды  $\Theta_0$  и известна его вольт-амперная характеристика при  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ , то можно поступить следующим образом. Через точку  $(i_0, U_{\text{т0}})$  нужно произвольно провести прямую, пересекающую обе вольт-амперные характеристики и ось ординат. Точка пересечения этой прямой с осью ординат определит напряжение  $U_{\text{ш}}$  (рис. 3). Сопротивления  $R$  и  $R_{\text{т0}}$  можно найти из выражений

$$R = \frac{U_{\text{ш}} - U_{\text{т0}}}{i_0}; \quad R_{\text{т0}} = \frac{U_{\text{т0}}}{i_0}.$$

Динамический множитель  $D$  в данной точке  $(i_0, U_{\text{т0}})$  можно найти по выражению (4). Тогда, зная  $\Delta\Theta$  и имея разность  $\Delta i = i_1 - i_0$  (где  $i_1$  — абсцисса точки пересечения прямой со второй вольт-амперной характеристикой) по выражению (8) легко вычислить и  $\beta$ .

Рассмотрим частные случаи, когда к термистору подсоединен источник напряжения или источник тока.

Когда к термистору подсоединен источник напряжения ( $R = 0$ ) и температура окружающей среды скачкообразно изменяется на  $\Delta\Theta$ , тогда из выражения (6) следует

$$\Delta i = \frac{\beta i_0}{1 - D} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{1 - D}{\tau_{\Theta}} t\right) \right] \Delta\Theta,$$

а из выражения (8)

$$\beta = \frac{1 - D}{i_0} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta\Theta}. \quad (9)$$

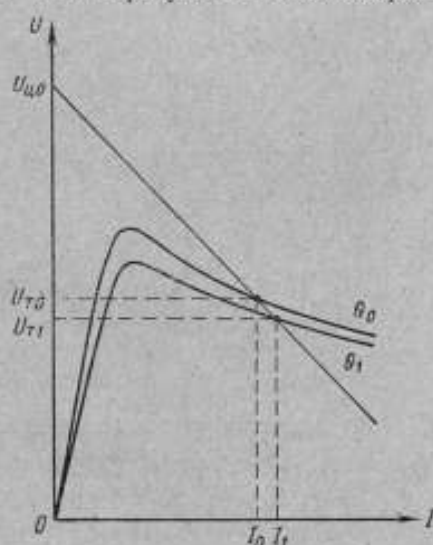


Рис. 3.

Если необходимо в точке  $(i_0, U_{T0})$  определить ТКС (рис. 4), то через эту точку можно провести прямую, параллельную оси абсцисс, пересекающую вторую вольт-амперную характеристику в точке  $(i_1, U_{T0})$ . Вычисляя по формуле (4) динамический множитель в точке  $(i_0, U_{T0})$ , можно по выражению (9) определить значение  $\beta$ .

Надо отметить, что выражение (9) приемлемо для вычисления  $\beta$  везде, кроме точки перегиба, где  $D = 1$  и величина  $\Delta l$  является неоднозначной.

Когда к термистору подсоединен источник тока ( $R = \infty$ ) и опять имеем скачкообразное изменение  $\Theta_0$  на  $\Delta\Theta$ , система уравнений (1) будет иметь вид

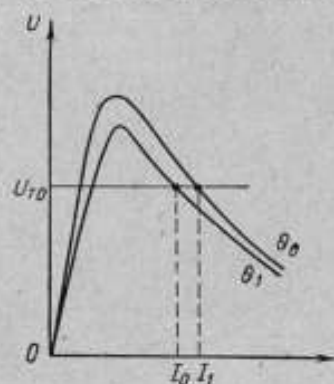


Рис. 4.

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_T &= \Delta P_\alpha + \Delta P; \\ \Delta P_T &= i_0^2 \Delta R_T; \\ \Delta P_\alpha &= k(\Delta T - \Delta\Theta); \\ \Delta P &= c\rho \Delta T; \\ \Delta U_T &= i_0 \Delta R_{T0}; \\ \Delta R_T &= -\beta R_{T0} \Delta T. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Решением этой системы уравнений относительно  $\Delta U_T$  будет

$$\Delta U_T = -\frac{\beta U_{T0}}{1 + \tau_{\Theta\rho} + D} \Delta\Theta. \quad (11)$$

При скачкообразном изменении температуры окружающей среды на величину  $\Delta\Theta$  решением выражения (11) будет

$$\Delta U_T = -\frac{\beta U_{T0}}{1 + D} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{1 + D}{\tau_{\Theta}} t\right) \right] \Delta\Theta. \quad (12)$$

Выражение (12) можно проанализировать аналогично тому, как это было сделано для выражения (6).

При  $t = 0$  очевидно, что  $\Delta U_T = 0$ , а при  $t = \infty$

$$\Delta U_T = -\frac{\beta U_{T0}}{1 + D} \Delta\Theta, \quad (13)$$

т. е. рабочая точка смещается из точки  $(i_0, U_{T0})$  на характеристике при температуре  $\Theta_0$  в точку  $(i_1, U_{T1})$  на характеристике при температуре  $\Theta_1$ .

Из выражения (13) следует

$$\beta = -\frac{1 + D}{U_{T0}} \cdot \frac{\Delta U_T}{\Delta\Theta}. \quad (14)$$

Выражение (14) также можно применить для вычисления ТКС термисторов по их статическим вольт-амперным характеристикам, снятым при двух температурах окружающей среды:  $\Theta_0$  и  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ . Для этого, если необходимо определить ТКС в точке  $(i_0, U_{T0})$ , через эту точку (рис. 5) проводят прямую, параллельную оси ординат, пересекающую вольт-амперную характеристику при  $\Theta_1$  в точке  $(i_1, U_{T1})$ .

Определяют  $\beta$  по выражению (14) аналогично сказанному выше (здесь  $\Delta U_T = U_{T1} - U_{T0}$ ), причем выражение (14) справедливо для всех точек характеристики термистора.

Таким же способом можно определить ТКС и для позисторов—терморезисторов с положительным ТКС. Для  $RR_n$ -цепи (где  $R_n$  — сопротивление

ние позистора) можно составить систему уравнений, аналогичную (1), только для наглядности следует заменить везде индекс «т» на индекс «п». Разница будет лишь в последнем уравнении из этой системы, которое будет выглядеть так:

$$\Delta R_p = \beta R_{mp} \Delta T.$$

Рассмотрим опять случай, когда  $\Theta_0$  мгновенно изменяется на  $\Delta\Theta$  при условиях (2). Учитывая выражение динамического множителя для позистора (исходя из свойств его вольт-амперных характеристик)

$$D_1 = \frac{i_0 U_{mp} - di_p/dU_p}{i_0 U_{mp} + di_p/dU_p}, \quad (15)$$

найдем решение системы уравнений (1) для позистора относительно  $\Delta i$

$$\Delta i = - \frac{\beta U_{mp} \frac{R_{mp}}{(R_{mp} + R)^2}}{1 + \tau_{\Theta} p + D_1 \left( 2 \frac{U_{mp}}{U_{cp}} - 1 \right)} \Delta \Theta.$$

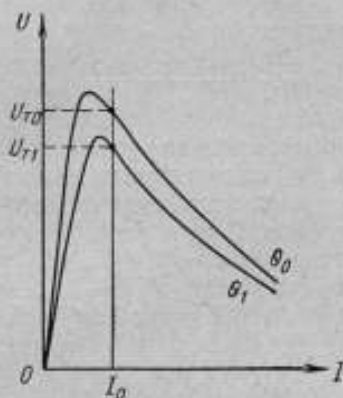


Рис. 5.

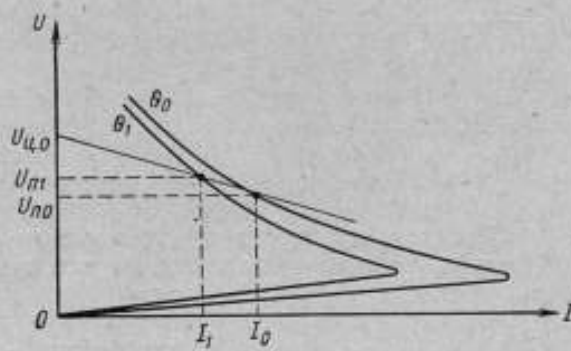


Рис. 6.

Решением этого уравнения при скачкообразном изменении температуры окружающей среды  $\Theta_0$  на  $\Delta\Theta$  будет

$$\Delta i = - \frac{\beta U_{mp} \frac{R_{mp}}{(R_{mp} + R)^2}}{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{mp}}{U_{cp}} - 1 \right)} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{mp}}{U_{cp}} - 1 \right)}{\tau_{\Theta}} t \right) \right] \Delta \Theta. \quad (16)$$

При  $t = 0$  очевидно, что  $\Delta i = 0$ , а при  $t = \infty$

$$\Delta i = - \frac{\beta U_{mp} \frac{R_{mp}}{(R_{mp} + R)^2}}{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{mp}}{U_{cp}} - 1 \right)} \Delta \Theta. \quad (17)$$

Так как мы рассматриваем установившиеся состояния в  $RR_p$ -цепи, то в результате скачкообразного изменения температуры окружающей среды на  $\Delta\Theta$  рабочая точка перемещается из  $(U_{cp}, i_0)$  на статической вольт-амперной характеристике позистора (рис. 6), соответствующей температуре окружающей среды  $\Theta_0$ , в  $(U_{cp1}, i_1)$  на характеристике, соответствующей температуре  $\Theta_1$  (где  $i_1 = i_0 + \Delta i$ ).

Из выражения (17) имеем

$$\beta = \frac{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{\text{но}}}{U_{\text{но}}} - 1 \right) \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \Theta}}{U_{\text{но}} \frac{R_{\text{но}}}{(R_{\text{но}} + R)^2}} \quad (18)$$

Располагая статическими вольт-амперными характеристиками позистора, снятыми при температурах окружающей среды  $\Theta_0$  и  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ , по выражению (18) можно определить его ТКС, как в случае термисторов по выражению (8). Динамический множитель  $D_1$  вычисляют при этом по выражению (15).

Рассмотрим частные случаи, когда к позистору подсоединены или источник напряжения или источник тока.

Когда к позистору подсоединен источник напряжения, то  $R = 0$ , и выражение (16) получает вид

$$\Delta i = - \frac{\beta i_0}{1 + D_1} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{1 + D_1}{\tau_{\Theta}} t \right) \right] \Delta \Theta,$$

а из выражения (18) следует, что

$$\beta = - \frac{1 + D_1}{i_0} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \Theta}, \quad (19)$$

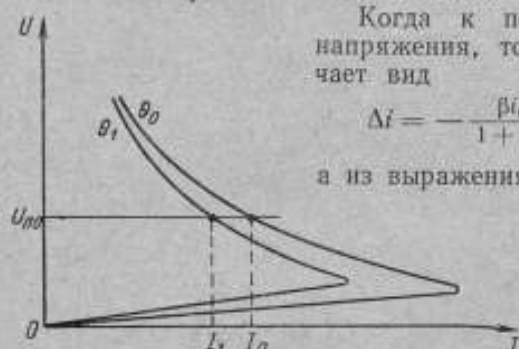


Рис. 7.

т. е. рабочая точка перемещается из  $(U_{\text{но}}, i_0)$  на статической вольт-амперной характеристике позистора (рис. 7) при температуре окружающей среды  $\Theta_0$  в точку  $(U_{\text{но}}, i_1)$  на характеристике при температуре  $\Theta_1$  (здесь  $\Delta i = i_1 - i_0$ ).

Когда к позистору подсоединен источник тока ( $R = \infty$ ,  $\Delta i = 0$ ), то выражение для его ТКС будет

$$\beta = \frac{1 - D_1}{U_{\text{но}}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta \Theta}. \quad (20)$$

В этом случае рабочая точка перемещается из точки  $(U_{\text{но}}, i_0)$  на статической вольт-амперной характеристике позистора, снятой при  $\Theta_0$  (рис. 8), в точку  $(U_{\text{н}1}, i_0)$  на характеристике при  $\Theta_1$ .

Для определения ТКС позисторов можно применять выражения (19) и (20). Но выражение (19) предпочтительнее (как и (14) в случае термисторов), так как выражение (20) неприемлемо в точке перегиба характеристики, где  $D_1 = 1$  и  $\Delta U_{\text{н}}$  неоднозначно.

Из выражений (6), (11), (16), (17), (19) и (20) следует, что чувствительность терморезисторов к изменению температуры окружающей среды  $\Delta\Theta$  пропорциональна их ТКС  $\beta$ . Как известно, для термисторов значение  $\beta$  уменьшается с увеличением их температуры (т. е. с увеличением рассеиваемой на термисторе мощности). Этим можно объяснить то, что с увеличением рассеиваемой на термисторе мощности семейство его статических вольт-амперных характеристик, снятых при разных температурах окружающей среды, постепенно сжимается.

Знание ТКС  $\beta$  часто необходимо при выборе типа терморезистора и при расчете многих измерительных устройств с терморезисторами.

Как известно,  $\beta$  определяется из температурной характеристики терморезистора по выражению

$$\beta = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT}.$$

Температурные характеристики сопротивления терморезисторов можно получить двумя способами: нагревом терморезистора или окружающей средой или за счет подводимой к нему электрической энергии.

Известно, что для термисторов температурные характеристики сопротивления, полученные обоими этими способами, совпадают. Поэтому, располагая температурной характеристикой сопротивления термистора, можно определить ТКС при каждой температуре термистора. А вычислив сопротивление термистора в искомой точке статической вольт-амперной характеристики, можем приписать этой точке определенное значение температуры, т. е. найти значение ТКС в данной точке статической вольт-амперной характеристики.

Иначе обстоит дело с позисторами, температурные характеристики сопротивления которых, полученные обоими указанными выше способами, сильно отличаются [5]. Поэтому, чтобы определить температуру позистора в разных точках его статической вольт-амперной характеристики (т. е. и ТКС  $\beta$  в этих точках), к его поверхности, как указано в работе [5], приклеивали бусиновый термистор, с помощью которого определяли температуру позистора. Однако при этом неизбежно допускались погрешности, связанные с тем, что, во-первых, измеряли температуру поверхности позистора. Но при разогревании термистора проходящим через него током в нем от поверхности к центру существует температурный градиент [1], а под температурой позистора подразумевается какая-то средняя температура образца. Во-вторых, бусиновый термистор при измерениях охлаждался окружающим воздухом.

Поэтому, если необходимо определить ТКС позистора в данной точке его вольт-амперной характеристики и если мы располагаем двумя статическими вольт-амперными характеристиками, снятыми при близких температурах, то в этом случае целесообразно пользоваться выражениями (18), (19) или (20).

Аналогично возможно определить ТКС для термисторов, пользуясь выражениями (8), (9) или (14).

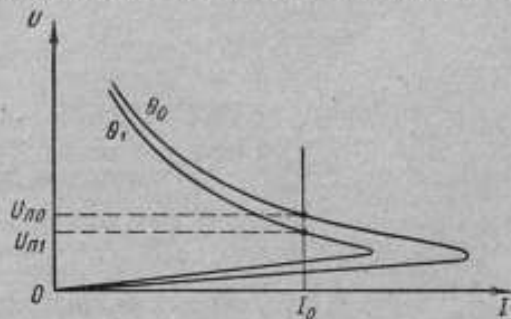


Рис. 8.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Волошин И. Ф. Электрические цепи постоянного тока с термисторами. Минск, изд. АН БССР, 1962.
2. Волошин И. Ф., Палагин В. А. Переходные процессы в цепях с термисторами. Минск, изд. «Наука и техника», 1967.
3. Нечаев Г. К. Полупроводниковые термосопротивления в автоматике. Киев, Гостехиздат УССР, 1962.
4. Шашков А. Г. и Касперович А. С. Динамические свойства цепей с термисторами. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
5. Текстер-Проскурякова Г. Н., Шефтель И. Т. Терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. «Радиотехника и электроника», 1966, т. IX, № 5, стр. 907—915.

Поступила в редакцию  
15/V 1966 г.

### ГРАФОАНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ \*

Во многих случаях при расчете электрических цепей с терморезисторами, которые должны работать при разных температурах окружающей среды  $\Theta$ , а также для определения погрешностей, вызванных влиянием изменения этой температуры, необходимо располагать семейством статических вольт-амперных характеристик терморезисторов, снятых при разных  $\Theta$ . Однако экспериментальное определение семейства статических вольт-амперных характеристик — задача довольно трудоемкая, требующая специального оборудования и аппаратуры. Поэтому представляют интерес графоаналитические и аналитические методы расчета и построения статических характеристик терморезисторов, основанные на ограниченном количестве данных.

Различными исследователями по-разному была решена задача построения статических вольт-амперных характеристик термисторов при изменении температуры  $\Theta$  в качестве параметра. Обзор этих методов приводится в работах [1, 2]. Все они основаны на использовании известной экспоненциальной зависимости сопротивления термисторов от температуры.

Возможность применения позисторов в электронизмерительных цепях, аналогично применению термисторов, делает интересным рассмотрение вопроса о методах построения или расчета статических вольт-амперных характеристик позисторов. Однако методы, известные для термисторов, в случае позисторов неприемлемы, так как аналитический вид температурной характеристики позистора при разогреве его подводимой электрической энергией не определен [3].

В настоящей работе предлагается графоаналитический метод построения семейства статических вольт-амперных характеристик, приемлемый как для термисторов, так и для позисторов.

Рассмотрим пока случай термисторов. Пусть мы располагаем статической вольт-амперной характеристикой термистора, соответствующей температуре окружающей среды  $\Theta_0$ . Предположим, что в точке  $(i_0, U_{T0})$  мы знаем коэффициент рассеяния  $k$  или температурный коэффициент сопротивления (ТКС)  $\beta$ . Как известно [1], в стационарном режиме эти динамические параметры термистора связаны с динамическим множителем  $D$  и подводимой к термистору мощностью  $P$ , соотношением

$$D = \frac{\beta}{k} P_T, \quad (1)$$

\* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ им. Д. И. Менделеева в 1968 г.

т. е., зная один из параметров  $\beta$  или  $k$ , можно другой вычислить из выражения (1).

Пусть требуется построить статическую вольт-амперную характеристику термистора (или часть ее), соответствующую температуре окружающей среды  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ , где  $\Delta\Theta$  — малое приращение этой температуры.

Из анализа переходных процессов в  $RR_T$ -цепи при скачкообразном изменении температуры окружающей среды на  $\Delta\Theta$  в предыдущей статье автора\* были получены следующие выражения для ТКС  $\beta$ :

$$\beta = \frac{1+D \left(1 - 2 \frac{U_{T0}}{U_{T0}}\right)}{U_{T0} \frac{R_{T0}}{(R_{T0} + R)^2}} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \Theta}; \quad (2)$$

$$\beta = \frac{1-D}{i_0} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \Theta}; \quad (3)$$

$$\beta = -\frac{1+D}{U_{T0}} \cdot \frac{\Delta U_T}{\Delta \Theta}. \quad (4)$$

Смысл входящих в выражения (2)–(4) для  $\beta$  величин иллюстрирует также рис. 1.

Так как все эти выражения для ТКС мы рассматриваем в одной и той же точке ( $i_0$ ,  $U_{T0}$ ) статической вольт-амперной характеристики термистора, то должно выполняться их равенство. Рассмотрим равенство выражений (3) и (4):

$$\frac{1-D}{i_0} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \Theta} = -\frac{1+D}{U_{T0}} \cdot \frac{\Delta U_T}{\Delta \Theta},$$

отсюда получаем

$$\Delta U_T = -\frac{1-D}{1+D} \cdot \frac{U_{T0}}{i_0} \Delta i. \quad (5)$$

Для построения искомой статической вольт-амперной характеристики термистора можно воспользоваться выражениями (4) и (5). Если мы располагаем статической вольт-амперной характеристикой термистора при температуре  $\Theta_0$ , то в заданной точке ( $i_0$ ,  $U_{T0}$ ) легко определим значение динамического множителя  $D$  из выражения

$$D = \frac{R_{T0} - R_{Td}}{R_{T0} + R_{Td}},$$

где  $R_{T0} = U_{T0}/i_0$  — статическое сопротивление термистора в данной точке;

$R_{Td} = dU_T/di_T$  — динамическое сопротивление термистора.

Если известен ТКС  $\beta$  в точке ( $i_0$ ,  $U_{T0}$ ), то из выражения (4) легко определить значение  $\Delta U_T$ , соответствующее заданной разности температур  $\Delta\Theta$  при токе  $i_0$  через термистор. Из точки ( $i_0$ ,  $U_{T0}$ ) параллельно оси напряжений проведем отрезок, равный  $\Delta U_T$  (рис. 2). Получим точку ( $i_0$ ,  $U_{T1}$ ), которая соответствует уже статической характеристике термистора при температуре  $\Theta_1 = \Theta_0 + \Delta\Theta$ . Из этой точки параллельно оси токов проведем

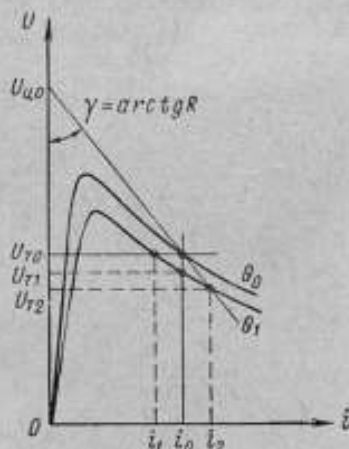


Рис. 1.

\* См. стр. 139, где даны также пояснения принятых в настоящей статье обозначений.

прямую до пересечения с заданной вольт-амперной характеристикой в точке  $(i_1, U_{T1})$ . Разность токов  $(i_1 - i_0)$  дает нам значение  $\Delta i$ . Вычислив в точке  $(i_1, U_{T1})$  динамический множитель и зная  $\Delta i$ , можем из выражения (5) определить  $\Delta U_T = U_{T2} - U_{T1}$ . Проведя параллельно оси напряжений из точки  $(i_1, U_{T1})$  отрезок, равный  $\Delta U_T$ , получим вторую точку  $(i_1, U_{T2})$  искомой характеристики и т. д. По этим полученным точкам можно построить статическую вольт-амперную характеристику при температуре окружающей среды  $\theta_1$ .

Аналогично можно построить искомую статическую вольт-амперную характеристику, воспользовавшись выражениями (2) и (4). Из равенства этих выражений имеем

$$\Delta i = - \frac{1 + D}{1 + D \left( 1 - 2 \frac{U_{T0}}{U_{T0}} \right)} \times \frac{U_{T0}}{U_{T0}} \cdot \frac{R_{T0}}{(R_{T0} + R)^2} \Delta U_T \quad (6)$$

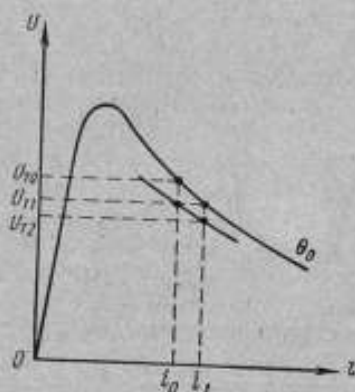


Рис. 2.

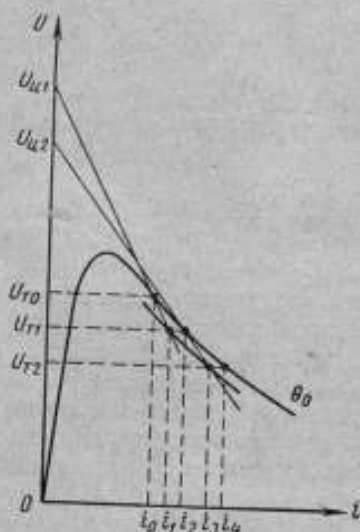


Рис. 3.

Как сказано в предыдущей статье\*, сопротивление  $R$  выбирают произвольно. Можно, например, принять  $R = R_{T0}$ . Тогда выражение (6) значительно упрощается, так как  $U_{T0} = 2U_{T0}$ , и имеет вид

$$\Delta i = -(1 + D) \cdot \frac{i_0}{2U_{T0}} \Delta U_T \quad (7)$$

Построить искомую характеристику можно следующим образом. Если в точке  $(i_0, U_{T0})$  известно значение  $\beta$ , то из выражения (2) при условии  $R = R_{T0}$  определяем в этой точке значение  $\Delta i$ . Откладываем на оси напряжений точку  $(0; 2U_{T0})$ . Через точки  $(0; 2U_{T0})$  и  $(i_0, U_{T0})$  проводим прямую (рис. 3) и на ней из точки  $(i_0, U_{T0})$  откладываем отрезок, второй конец которого имеет координату  $i_1 = i_0 + \Delta i$ . Получаем точку  $(i_1, U_{T1})$ , принадлежащую искомой характеристике. Из этой точки параллельно оси токов проводим прямую до пересечения с заданной характеристикой в точке  $(i_2, U_{T1})$ . Получаем новое значение  $\Delta i = i_2 - i_1$ . Откладываем на оси напряжений точку  $(0; 2U_{T1})$ . Проведем через точки  $(0; 2U_{T1})$  и  $(i_2, U_{T1})$  прямую и на ней из точки  $(i_2, U_{T1})$  отложим отрезок, конец которого имеет координату  $U_{T2} = U_{T1} + \Delta U_T$ , где  $\Delta U_T$  определяем из выражения (7) при подстановке в него координат точки  $(i_2, U_{T1})$  и значения  $\Delta i$ . Получаем вторую точку искомой характеристики  $(i_3, U_{T2})$ . Аналогично определяем следующие точки, через которые можно провести искомую статическую вольт-амперную характеристику.

\* См. стр. 139.



При построении можно выбрать любое другое  $R > R_{т0}$  и чем выше значение  $R$  тем точнее построение.

При построении искомой характеристики, очевидно, можно использовать комбинацию этих двух методов и применять на разных участках вольт-амперной характеристики тот из них, который на данном участке целесообразнее.

Рассмотрим случай позисторов. При анализе переходных процессов в цепи «сопротивление — позистор» при скачкообразном изменении температуры окружающей среды на небольшую величину  $\Delta\theta$  были получены следующие выражения для ТКС позисторов:\*

$$\beta = - \frac{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{т0}}{U_{т0}} - 1 \right)}{U_{т0} \frac{R_{т0}}{(R_{т0} + R)^2}} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \theta}; \quad (8)$$

$$\beta = - \frac{1 + D_1}{i_0} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta \theta}; \quad (9)$$

$$\beta = \frac{1 - D_1}{U_{т0}} \cdot \frac{\Delta U_{т1}}{\Delta \theta}. \quad (10)$$

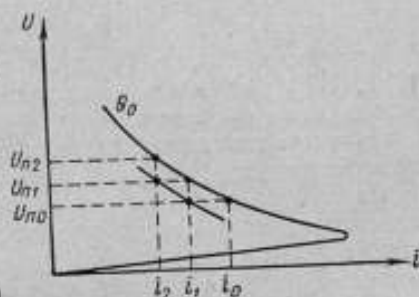


Рис. 4.

Значение  $D_1$  для позисторов определяется в данной точке характеристики выражением

$$D_1 = \frac{i_0/U_{т0} - di_n/dU_{т1}}{i_0/U_{т0} + di_n/dU_{т1}}.$$

Можно показать, что в линейном приближении

$$D_1 = \frac{\beta P_{т1}}{k}.$$

Пусть, как и в случае термисторов, мы располагаем статической вольт-амперной характеристикой позистора, соответствующей температуре окружающей среды  $\theta_0$ . Необходимо построить характеристику, соответствующую температуре  $\theta_1 = \theta_0 + \Delta\theta$ . Пусть дополнительно в точке  $(i_0, U_{т0})$  известно значение  $\beta$  (или  $k$ ).

Так как выражения (8), (9) и (10) рассматриваются одновременно в одной и той же точке характеристики, то должно выполняться их равенство. Сначала для построения воспользуемся равенством выражений (9) и (10), откуда следует

$$\Delta i = - \frac{1 - D_1}{1 + D_1} \cdot \frac{i_0}{U_{т0}} \Delta U_{т1}. \quad (11)$$

Строить искомую характеристику позистора можно в следующем порядке. Если известен ТКС позистора  $\beta$  в точке  $(i_0, U_{т0})$ , то из выражения (9) можно найти значение  $\Delta i$ , соответствующее в данной точке  $(i_0, U_{т0})$  скачку температур  $\Delta\theta$ . Параллельно оси токов из точки  $(i_0, U_{т0})$  отложим отрезок равный  $\Delta i$  (рис. 4). Получим точку  $(i_1, U_{т0})$ , которая принадлежит искомой характеристике. Из этой точки параллельно оси напряжений проведем прямую до пересечения с заданной вольт-амперной характеристикой в точке  $(i_1, U_{т1})$ . Разность  $U_{т1} - U_{т0}$  дает значение  $\Delta U_{т1}$ , при

\* См. стр. 147.

помощи которой в точке  $(i_1, U_{m1})$  из выражения (11) можем определить значение  $\Delta i$ . Параллельно оси токов из точки  $(i_1, U_{m1})$  отложим отрезок равный  $\Delta i$ . Получаем еще одну точку  $(i_2, U_{m2})$  искомой характеристики. Проводим параллельно оси напряжений прямую до пересечения с заданной характеристикой в точке  $(i_2, U_{m2})$ . Опять имеем разность  $\Delta U_n = U_{m2} - U_{m1}$  и т. д.

Для построения искомой характеристики можно воспользоваться также и равенством выражений (8) и (10), откуда получаем

$$\Delta i = - \frac{1 - D_1}{1 + D_1 \left( 2 \frac{U_{m0}}{U_{n0}} - 1 \right)} \cdot \frac{R_{n0}}{(R_{n0} + R)^2} \cdot \frac{U_{m0}}{U_{n0}} \Delta U_{n0} \quad (12)$$

Построение искомой характеристики при помощи выражений (8), (10) и (12) совершенно аналогично случаю термисторов. Поэтому не имеет смысла его приводить.

Предлагаемые методы построения статических вольт-амперных характеристик термисторов и позисторов отличаются тем, что для них не требуется знание температурных характеристик сопротивления этих терморезисторов, что является большим преимуществом для случая позисторов. Однако для построения необходимо знание в одной точке характеристики или коэффициента рассеяния, или же температурного коэффициента сопротивления терморезистора.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Волошин И. Ф., Касперович А. С., Шашков А. Г. Полупроводниковые термосопротивления. Минск, Изд. АН БССР, 1959.
2. Волошин И. Ф. Электрические цепи постоянного тока с термисторами. Минск, Изд. АН БССР, 1962.
3. Текстер-Проскуракова Г. Н., Шефтель И. Т. Терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. «Радиотехника и электроника», 1966, т. IX, № 5, стр. 907—915.

Поступила в редакцию  
16/V 1968 г.

УДК 621.314.222

**О построении автоматических компараторов  
одновременного сравнения**

*Д. Н. Зорин, Б. С. Таубе*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117(177), 1970 г., стр. 5—11.

В статье рассматриваются принципы построения автоматических компараторов одновременного сравнения с погрешностью менее 0,05%.

Дана структурная схема преобразователя напряжения переменного тока в постоянное с термопреобразователями ТВБ-3. Показано, что для большинства термопреобразователей погрешность от неидентичности может быть меньше  $\pm 0,02\%$ , а общая погрешность — меньше  $\pm 0,05\%$ . Даны рекомендации по выбору термопреобразователей.

Теоретические положения полностью подтверждаются результатами экспериментов.

Таблиц 3, иллюстраций 2.

УДК 621.317.725.088 : 681.33

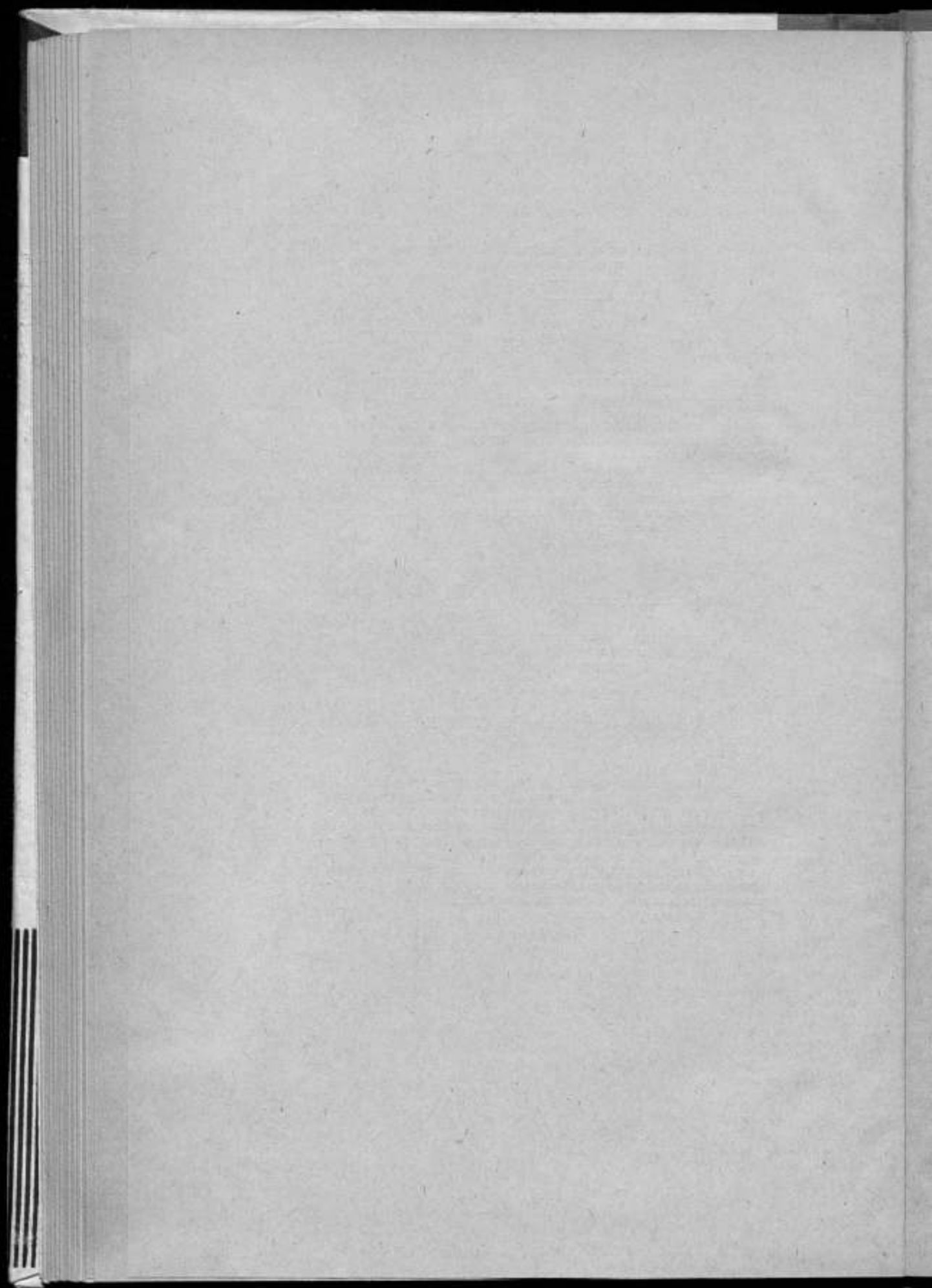
**Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи  
в автоматической аппаратуре для точного измерения  
постоянного и переменного тока**

*Б. С. Таубе, Е. З. Шапиро*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117(177), 1970 г., стр. 12—21.

В статье рассматриваются методы построения точных автоматических приборов для измерения напряжения постоянного и переменного тока, использующих интегрирующие аналого-цифровые преобразователи. Приведены функциональные схемы и анализ погрешностей цифровых вольтметров постоянного и переменного тока, основанных на комбинированных методах измерения. Даются результаты теоретического и экспериментального исследования интегрирующего аналого-цифрового преобразователя с погрешностью, не превышающей 0,05%.

Библиографий 5, иллюстраций 7.



УДК 621.317.77.088

Устройство для получения двух равных квадратурных векторов напряжения в широком диапазоне частот

*Б. М. Хачатуров*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 22—28.

В статье рассматриваются возможности построения широкодиапазонных фазосдвигающих устройств следящего типа и приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований.

Показано, что применение управляемых индуктивностей и фазосдвигающих устройств позволяет расширить частотный диапазон фазовращателей. Определены фазовые и амплитудные погрешности фазовращателей. Предлагается способ уменьшения их.

Сделан вывод, что с помощью указанных фазосдвигающих устройств можно получить автоматическое равенство квадратурных векторов напряжения с погрешностью  $0,2 \pm 0,4\%$  и сдвига фаз между ними — с погрешностью  $5' \pm 20'$  в широком диапазоне частот (до  $40 \pm 50$  кГц).

Библиографий 8, иллюстраций 4.

УДК 621.317.77.088

Широкодиапазонный фазовращатель следящего типа

*Т. Б. Рахдественская, Б. М. Хачатуров*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 117(177), 1970 г., стр. 29—37.

В статье рассмотрен принцип построения широкодиапазонного фазовращателя следящего типа, приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований. Показано, что с применением в фазосдвигающей цепочке управляемого термосопротивления расширяется частотный диапазон фазовращателя. Экспериментально определены амплитудные и фазовые погрешности фазовращателя и предложены способы их уменьшения.

В результате экспериментальных исследований сделан вывод, что с помощью данного фазовращателя можно получить в широком диапазоне частот (до 100 кГц) автоматическое равенство квадратурных векторов напряжения с погрешностью  $0,1 \pm 0,3\%$ , а сдвиг фаз между ними — с погрешностью  $3' \pm 15'$ .

Иллюстраций 5, библиографий 11.

УДК 621.317.77.089.6

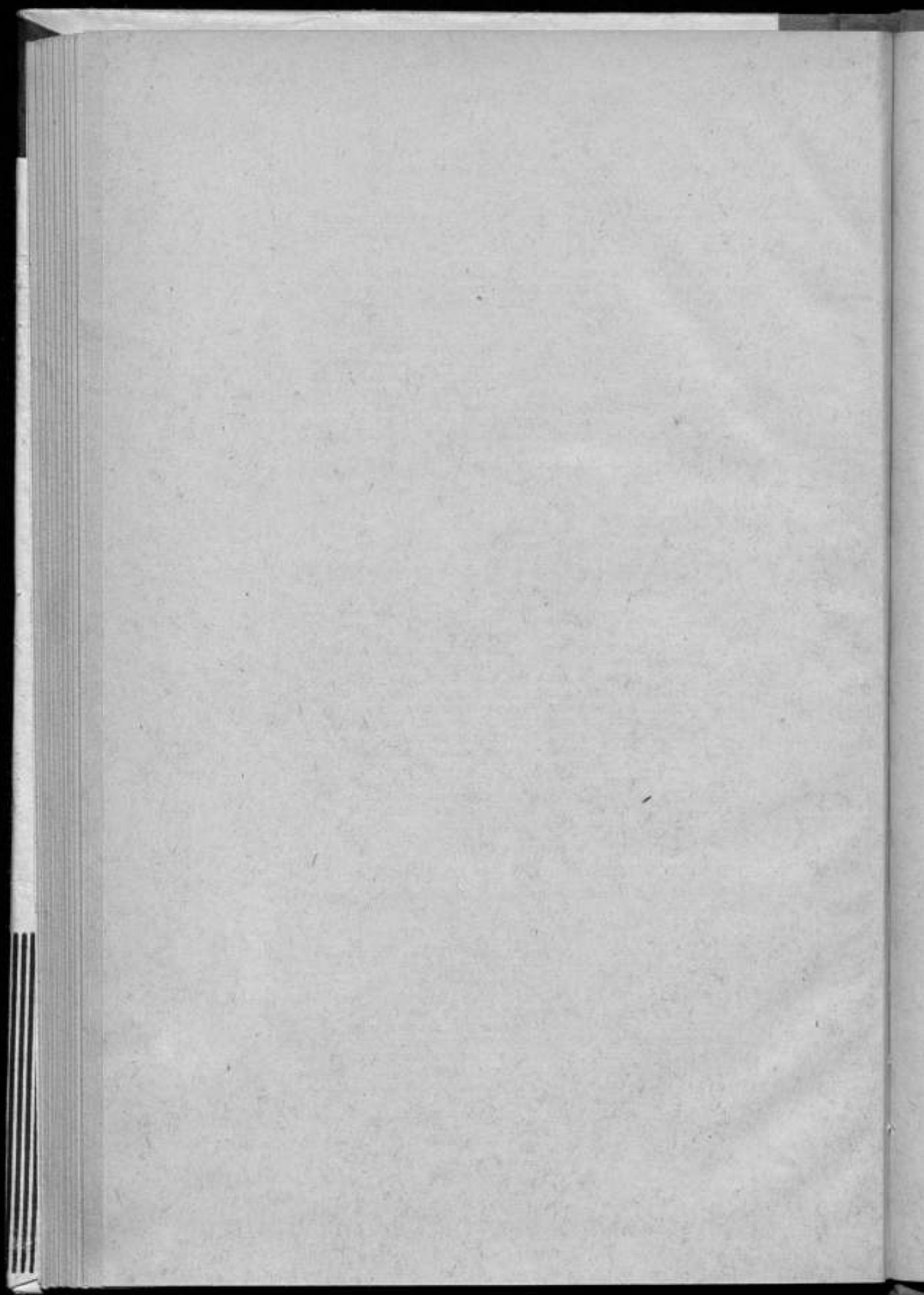
Новый метод цифрации вала фазовращателя

*С. А. Кравченко*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 38—43.

В работе описан новый метод цифрации поворота вала применительно к круговым фазовращателям. Отличие состоит в одновременном зажигании двух светящихся цифр (световое совпадение) в одном знаке, причем значение угла отсчитывается по старшей цифре. Приведена принципиальная схема для цифрации угла в  $360^\circ$ , использованная в оптико-механическом калибраторе фазы. Приведены данные экспериментов.

Таблиц 1, библиографий 2, иллюстраций 3.



УДК 621.317.772.029.422

**Новый метод и аппаратура для ускоренного измерения  
сдвига фаз в диапазоне инфразвуковых частот**

*С. А. Кравченко*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 44—53.

Рассмотрен новый метод измерения фазовых сдвигов между двумя напряжениями инфранизких частот в диапазоне от 0,1 до  $10^{-3}$  *сд* с погрешностью порядка  $3^\circ$  и высоким быстродействием. Приведена теория метода. Описан разработанный фазометр инфранизких частот, даны блок и принципиальная схема. Проанализированы погрешности и даны результаты исследований.

Библиографий 3, иллюстраций 6.

УДК 621.317.7.089.6

**Принципы построения аппаратуры для оптико-электронного  
считывания показаний электронизмерительных приборов  
при их автоматической поверке**

*А. Я. Безикович, Д. И. Зорин, С. П. Эскин*

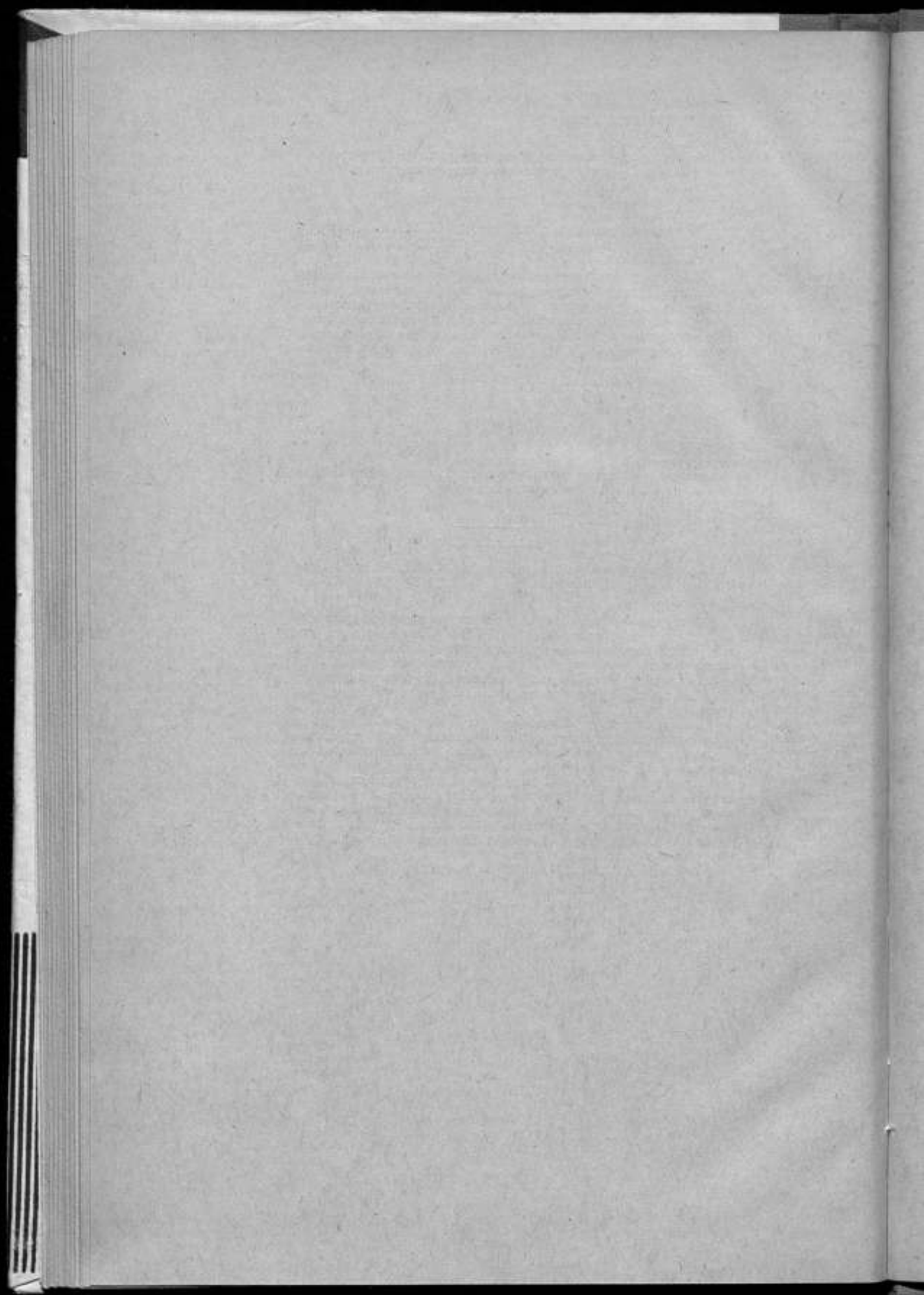
Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 54—74.

Приведены результаты работ по созданию оптико-электронного считывающего устройства (ОЭСУ), предназначенного для считывания показаний со шкал электронизмерительных приборов со стрелочным указателем при их автоматической поверке. Обоснован принятый в ОЭСУ способ считывания, дано описание принципа действия разработанного ОЭСУ, его конструкции и электронных схем.

Дан анализ погрешностей основных блоков ОЭСУ: блока оптико-электронных преобразователей, электронного устройства автоматического определения середины штрихов поверяемых отметок в оптико-электронной следящей системе.

Приведены результаты экспериментального исследования отдельных блоков и ОЭСУ в целом, показывающие, что суммарная средняя квадратическая погрешность ОЭСУ составляет менее 0,01%. Это дает возможность использовать его для автоматической поверки показывающих электронизмерительных приборов наиболее высоких классов точности.

Таблиц 1, библиографий 13, иллюстраций 12.





УДК 621.317.7.089.6

Особенности работы оптико-электронных преобразователей  
в считывающих устройствах  
автоматических поверочных установок

*В. И. Прицкер*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования  
в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г.,  
стр. 75—84.

Показано, что построение универсальной автоматической  
установки, пригодной для поверки измерительных приборов как  
со стрелочным, так и со световым указателем, возможно на базе  
создания считывающего устройства с одним полем зрения.

Дана классификация оптико-электронных преобразователей,  
которые могут найти применение при построении считывающих  
устройств автоматических поверочных установок.

Проведен сравнительный анализ сканирующих преобразо-  
вателей и сделан вывод о преимуществе электронных преобра-  
зователей с накоплением световой энергии.

Таблиц 1, библиографий 9, иллюстраций 3.

УДК 621.317.7.089.6

Динамические свойства следящей системы  
автоматической установки  
для поверки электроизмерительных приборов

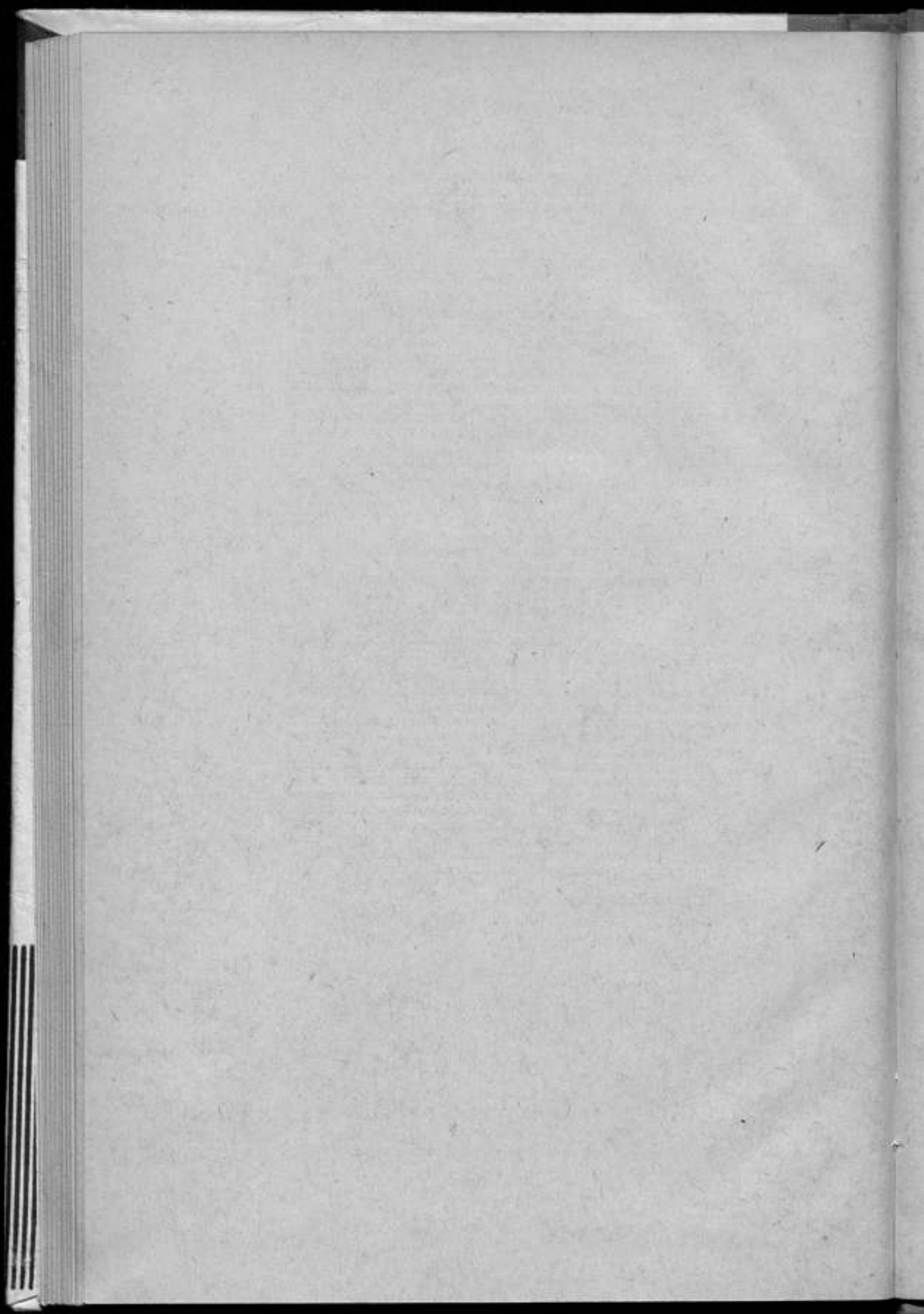
*Ш. Н. Бахтадзе, С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования  
в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г.,  
стр. 85—88.

В статье анализируются динамические свойства фотоэлек-  
тронной следящей системы, предназначенной для слежения за  
движением указателя поверяемого прибора в устройствах для  
автоматической поверки электроизмерительных приборов в дина-  
мическом режиме.

Определяется динамическая погрешность, обусловленная  
инверсионностью следящей системы, вычисляется величина пере-  
регулирования. На основании определения значения перерегу-  
лирования, достигающего 27%, делается вывод о возможном  
сокращении времени процесса автоматической поверки по  
сравнению с режимом аperiodической отработки в два раза  
за счет выбора большей добротности следящей системы. Приво-  
дятся результаты экспериментального исследования следящей  
системы.

Иллюстраций 1, библиографий 3.



УДК 621.317.7.088.089.6

**О динамической погрешности поверки электронизмерительных приборов с нелинейными шкалами**

*С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 89—94.

Получены выражения динамической погрешности, возникающей при автоматической поверке в динамическом режиме показывающих электронизмерительных приборов с нелинейными (квадратичными) шкалами. Показано, что динамическая погрешность в этом случае нелинейна по шкале поверяемого прибора.

Проведена оценка соотношения между составляющими динамической погрешности, показавшая, что для реальных условий автоматической поверки эта погрешность для оцифрованных отметок шкалы практически линейно зависит от изменения скорости подаваемого на прибор сигнала.

Даны рекомендации о методах исключения динамической погрешности поверки приборов с нелинейными шкалами.

Таблиц 1, библиографий 3

УДК 621.317.7.089.6

**Автоматическая аппаратура для поверки стрелочных электронизмерительных приборов на постоянном токе и результаты ее экспериментального исследования**

*А. Я. Безикович, Д. И. Зорин, С. П. Эскин*

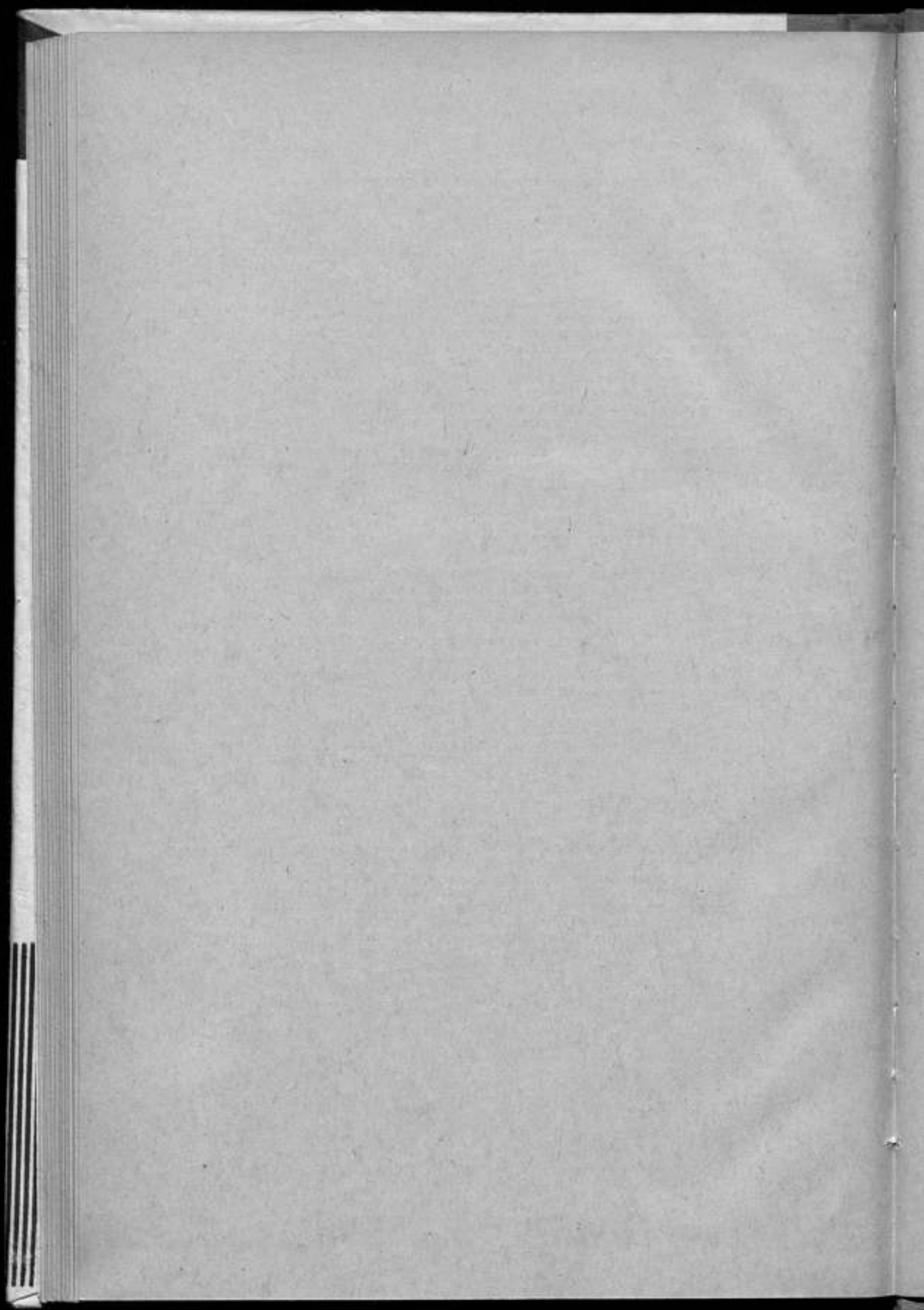
Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 95—108.

Дано описание автоматической аппаратуры, предназначенной для поверки на постоянном токе компенсационным методом наиболее точных электронизмерительных приборов (амперметров, вольтметров, ваттметров) со стрелочным указателем. Принцип действия аппаратуры основан на автоматической поверке приборов в динамическом режиме путем оптико-электронной фиксации считывающим устройством моментов совмещения указателя с поверяемыми отметками шкалы и автоматическом измерении погрешности быстродействующим образцовым цифровым измерительным устройством, имеющим выход на цифрочастоту.

Приведен анализ погрешностей основных блоков и аппаратуры в целом, определено влияние отдельных блоков на результирующую точность аппаратуры. На основе полученных аналитических выражений рассчитаны значения составляющих погрешностей этих блоков и определены пути уменьшения погрешностей до допустимых пределов.

Приведены результаты экспериментального исследования макета автоматической аппаратуры и ее основные технические характеристики.

Таблиц 2, библиографий 14, иллюстраций 3.



УДК 621.317.765.2

#### Генератор случайных сигналов

*Е. Д. Колтик, Г. Д. Свердличенко, Р. В. Ярашовили*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 109—117.

Описана функциональная схема генератора случайных сигналов в диапазоне  $0,01 \div 30$  Гц с формирователем вида корреляционной функции  $R(\tau)$ . Для получения случайных сигналов в указанном диапазоне частот использован способ преобразования шума в обобщенный телеграфный сигнал с последующей фильтрацией фильтрами нижних частот. Последние выполняют роль формирователя корреляционной функции. Проведен расчет предельной погрешности формирования  $R(\tau)$ .

Библиографий 9, иллюстраций 4.

УДК 621.317.7.088

#### Прибор для оценки временных погрешностей двухканальных измерительных систем

*Е. Д. Колтик, С. А. Кравченко*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 118—128.

В статье описана функциональная схема прибора для определения временных погрешностей двухканальных систем (фазометров, магнитографов, преобразователей и т. д.). Проанализированы погрешности прибора, показано, что они не превышают величины  $0,05^\circ$ . Описаны особенности конструкции прибора и применения его для разнообразных измерительных задач.

Таблиц 1, библиографий 3, иллюстраций 4.

УДК 621.317.335

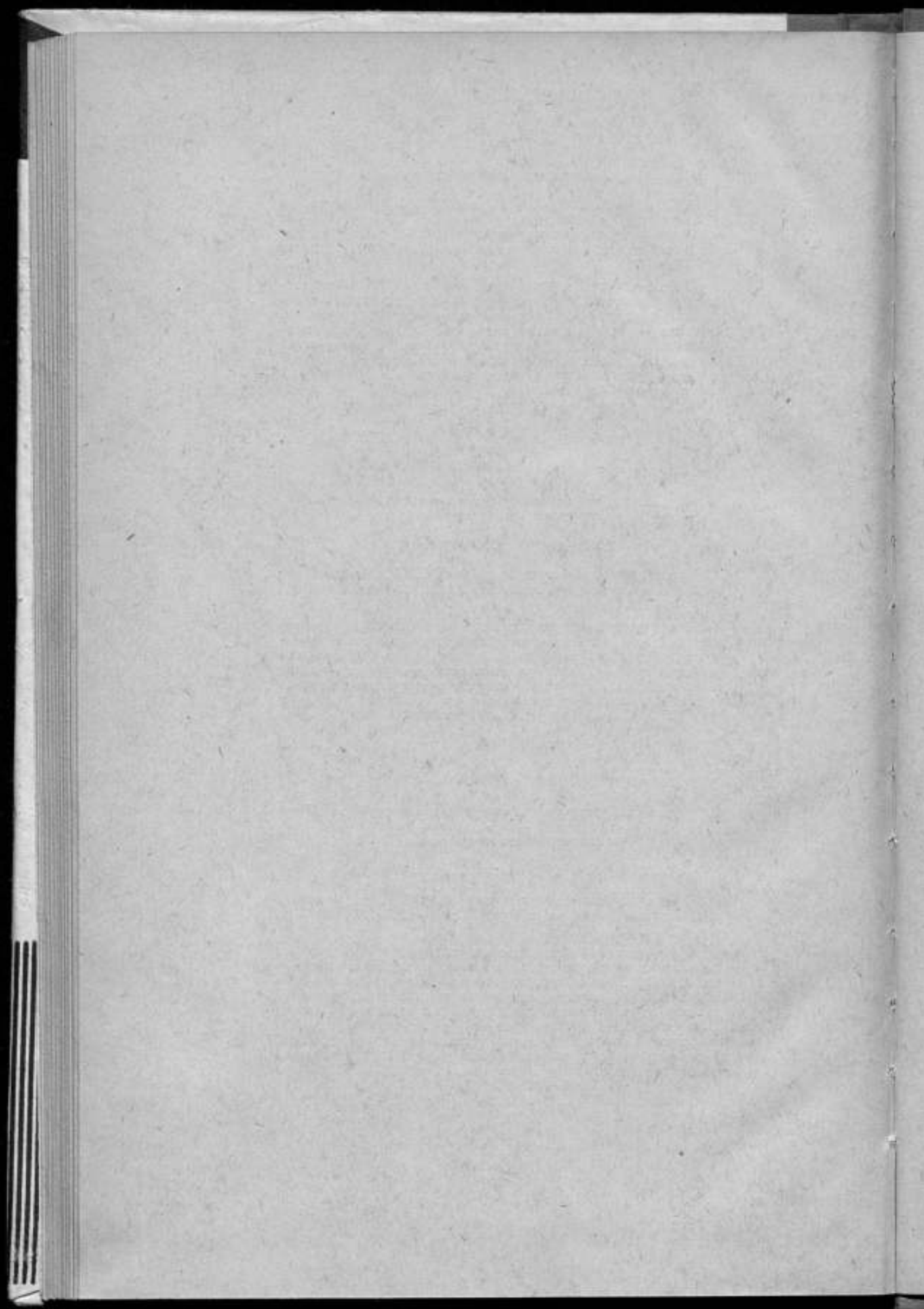
#### О методической погрешности малоразрядных преобразователей «напряжение — код», используемых в коррелометрах экспресс-анализа

*Г. Ю. Авербух, Е. Д. Колтик, В. П. Пиастро*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г., стр. 129—134.

Рассматривается вопрос синтеза оптимальных передаточных характеристик малоразрядных преобразователей напряжение—код (ПНК). В качестве критерия оптимальности используется принцип минимума дисперсии шумов квантования. Приводится зависимость погрешности преобразования от значения выходного уровня ПНК при фиксированном числе уровней  $N$  его равномерной и полуравномерной передаточных характеристик. Показано, что оптимальная характеристика преобразователя обеспечивает выигрыш в точности 15,6% при  $N = 6$  и 9% при  $N = 4$ .

Иллюстраций 3, библиографий 4.



УДК 681.335.713

Об оценке максимальной методической погрешности  
дискретных дифференциаторов

*Г. П. Цивирко*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования  
в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г.,  
стр. 135—138.

В статье даются оценки максимальной методической погрешности дискретных дифференциаторов трех типов, вычисляющих: 1) разность мгновенных значений сигнала за равные промежутки времени, 2) разность предварительно проинтегрированных значений входного сигнала на двух последовательных одинаковых интервалах времени и 3) разность предварительно проинтегрированных значений сигнала на двух последовательных одинаковых интервалах времени, разделенных временной паузой. Последний тип дискретного дифференциатора объединяет в себе свойства дифференциаторов первых двух. Оценка методической погрешности выведена для дискретного дифференциатора третьего типа, а соответствующие оценки для двух других типов дискретных дифференциаторов легко находят из полученной оценки.

Иллюстраций 2, библиографий 5.

УДК 536.5 : 621.317.7

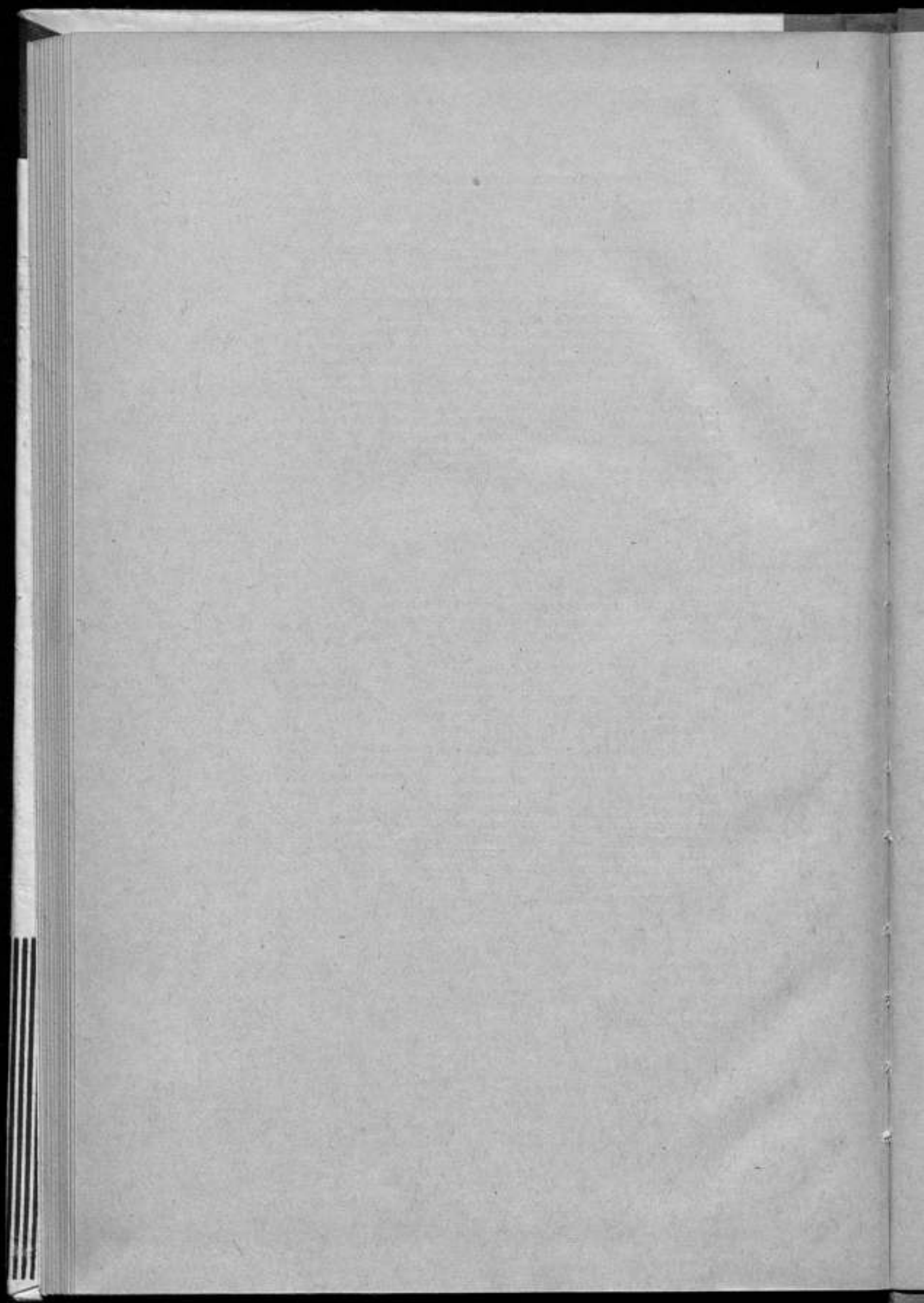
О переходных процессах в цепи  
«омическое сопротивление—терморезистор»  
при изменении температуры внешней среды

*А. Г. Данилян*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования  
в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г.,  
стр. 139—145.

В статье на основании анализа переходных процессов, возникающих в цепи «омическое сопротивление — терморезистор» при мгновенном изменении температуры окружающей среды на небольшую величину, получены соотношения, позволяющие вычислять температурный коэффициент сопротивления терморезисторов как с положительным, так и с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Рассматриваются случаи подсоединения к терморезистору источника тока, источника э. д. с. и источника напряжения с конечным внутренним сопротивлением.

Иллюстраций 8, библиографий 5.





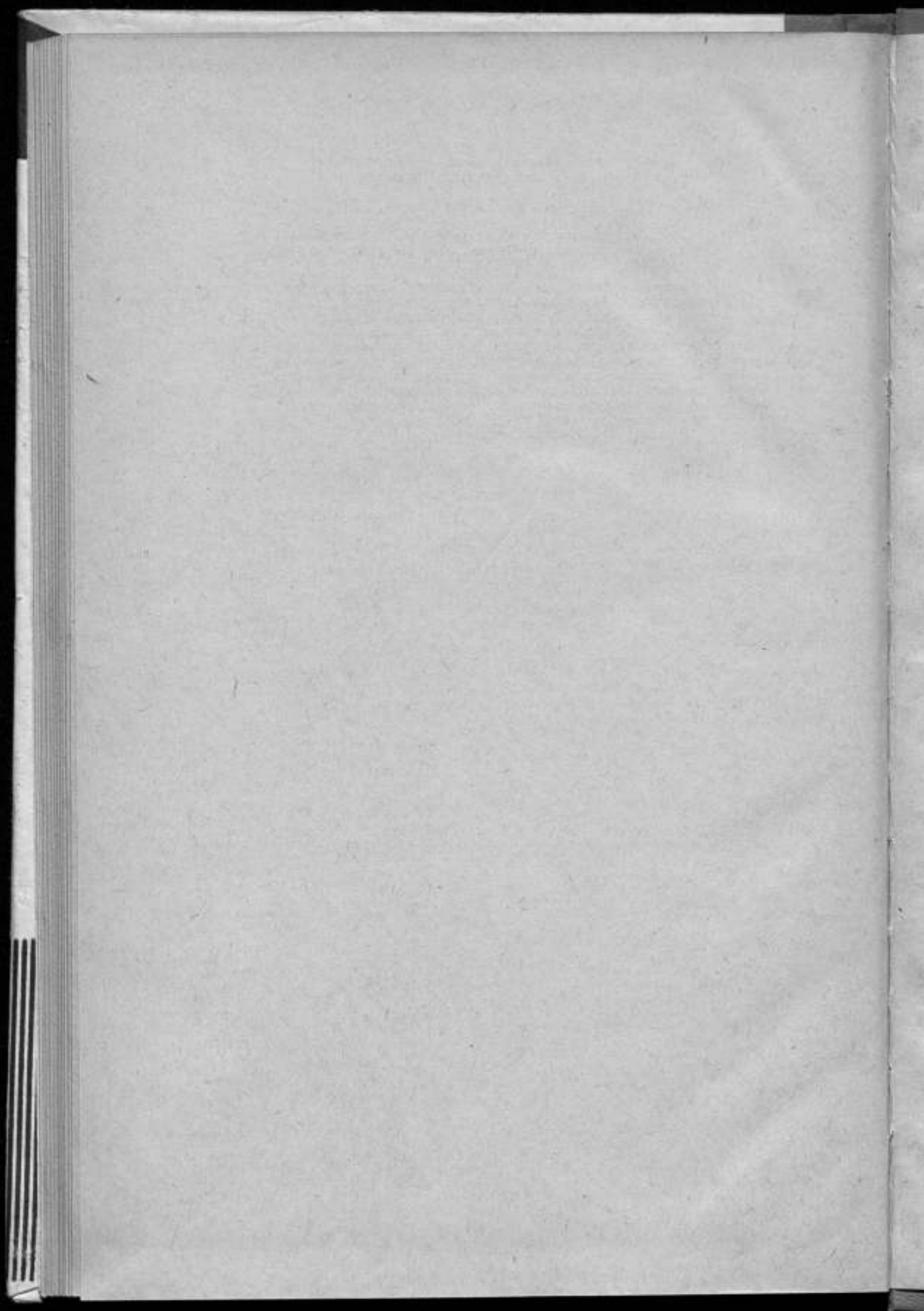
Графоаналитический метод построения статических  
вольт-амперных характеристик терморезисторов

*А. Г. Далеян*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования  
в области электрических измерений, вып. 117 (177), 1970 г.,  
стр. 146—150.

В статье приводится графоаналитический метод построения семейства статических вольт-амперных характеристик терморезисторов при разных температурах окружающей среды. В отличие от существующих методов построения, основанных на температурной характеристике сопротивления терморезистора, для рассматриваемого метода построения необходимо знание в одной точке исходной характеристики температурного коэффициента сопротивления (или же динамического коэффициента рассеяния). Метод построения рассмотрен для случая как термисторов, так и для позисторов.

Библиографий 3, иллюстраций 4.



## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<u>Д. И. Зорин</u> , Б. С. Таубе. О построении автоматических компараторов одновременного сравнения . . . . .	5
Б. С. Таубе, Е. З. Шапиро. Интегрирующие аналого-цифровые пре- образователи в автоматической аппаратуре для точного измерения постоянного и пе- ременного тока . . . . .	12
Б. М. Хачатуров. Устройство для получения двух равных квадратурных векторов напряжения в широком диапазоне частот . . . . .	22
Т. Б. Рождественская, Б. М. Хачатуров. Широкодиапазон- ный фазовращатель следящего типа . . . . .	29
<u>С. А. Кравченко</u> . Новый метод шифрации ваза фазовращателя . . . . .	38
<u>С. А. Кравченко</u> . Новый метод и аппаратура для ускоренного измерения сдвига фаз в диапазоне инфразвуковых частот . . . . .	44
А. Я. Безикович, <u>Д. И. Зорин</u> , С. П. Эскин. Принципы построения аппаратуры для оптико-электронного считывания показаний электроизмери- тельных приборов при их автоматической поверке . . . . .	54
В. И. Прицкер. Особенности работы оптико-электронных преобразова- телей в считывающих устройствах автоматических поверочных установок . . . . .	75
Ш. Н. Бахтадзе, С. П. Эскин. Динамические свойства следящей систе- мы автоматической установки для поверки электроизмерительных приборов . . . . .	85
С. П. Эскин. О динамической погрешности поверки электроизмерительных приборов с нелинейными шкалами . . . . .	89
А. Я. Безикович, <u>Д. И. Зорин</u> , С. П. Эскин. Автоматическая аппаратура для поверки стрелочных электроизмерительных приборов на постоянном токе и результаты ее экспериментального исследования . . . . .	95
Е. Д. Колтик, Г. Д. Свердличенко, Р. В. Ярадовил и. Генератор случайных сигналов . . . . .	109
Е. Д. Колтик, С. А. Кравченко. Прибор для оценки временных погрешностей двухканальных измерительных систем . . . . .	118
Г. Ю. Авербух, Е. Д. Колтик, В. П. Пнастро. О методи- ческой погрешности малоразрядных преобразователей «напряжение—код», исполь- зуемых в коррелометрах экспресс-анализа . . . . .	129
Г. П. Цивирко. Об оценке максимальной методической погрешности дискретных дифференциаторов . . . . .	135
А. Г. Данелян. О переходных процессах в цепи «омическое сопротивление— терморезистор» при изменении температуры внешней среды . . . . .	139
А. Г. Данелян. Графоаналитический метод построения статических вольт- амперных характеристик терморезисторов . . . . .	146
Рефераты . . . . .	151

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 117 (177)

Редактор *Н. Н. Александрова*

Техн. редактор *З. Г. Вагер*

Корректор *Е. Я. Фарберова*

Сдано в набор 23/III 1969 г. Подписано в печать 19/VIII 1970 г.  
М-17845. Формат бумаги 70×108/16, печ. л. 10,5, уч.-изд. л. 11,7  
Тираж 2000 экз. Цена 1 р. 30 к. Заказ 605

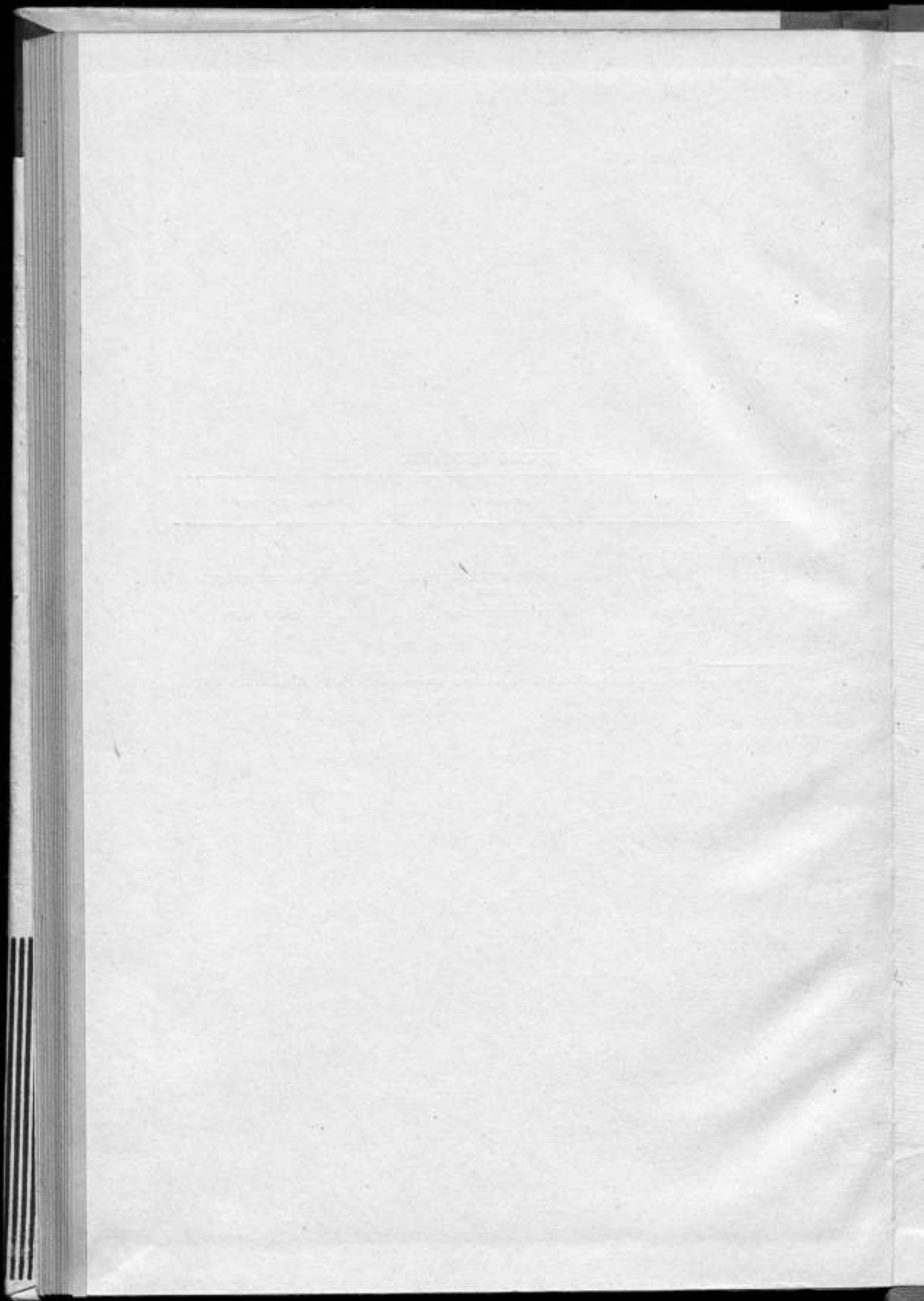
Издательство стандартов  
Москва, К-1, ул. Щусева, 4

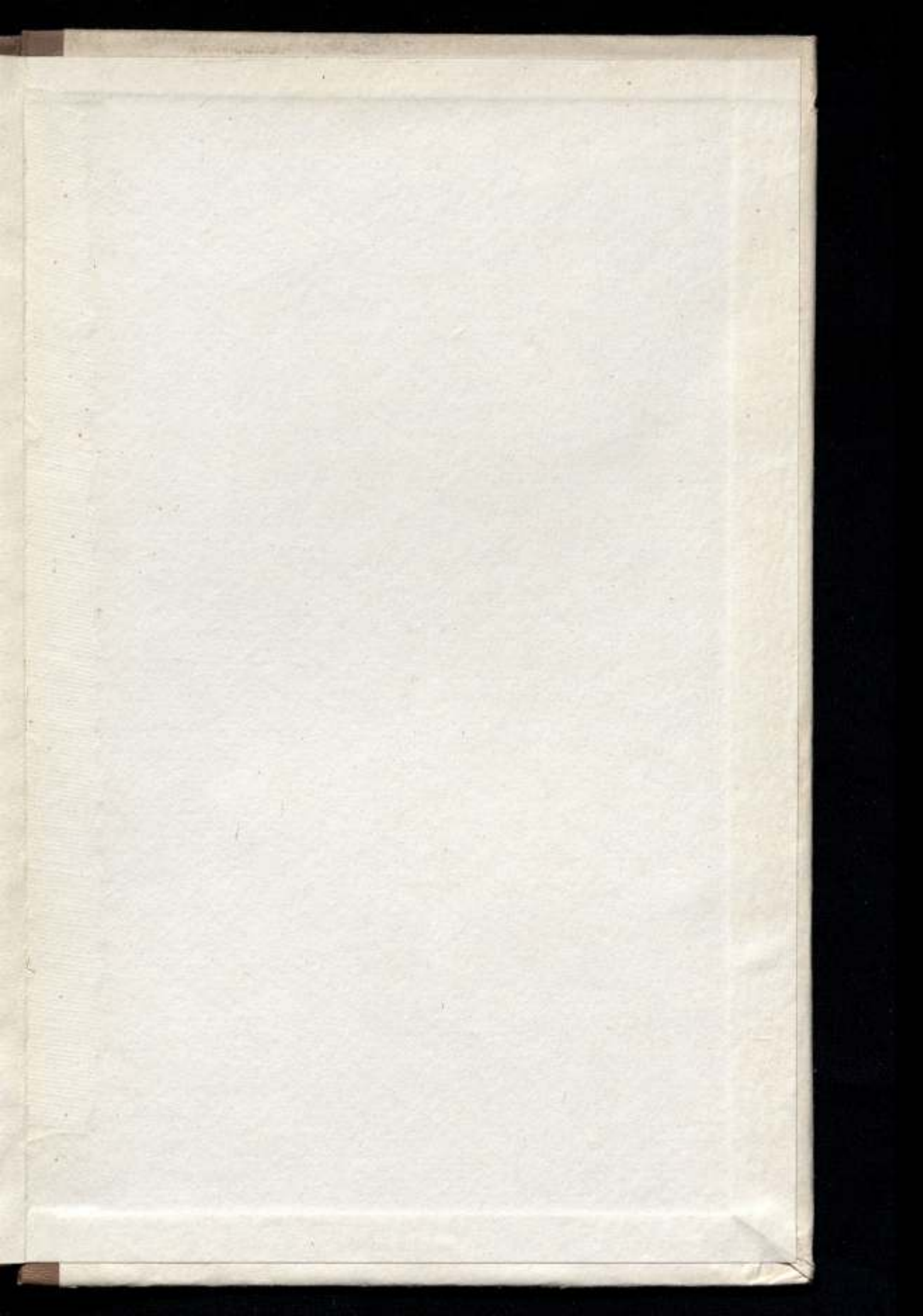
Ленинградская типография № 6 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР  
Ленинград, С-144, ул. Моисеенко, 10

## СПИСОК ОПЕЧАТОК

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
29	20-я стр.	$R_4$	$R'_4$
30	2-я "	температура в абсолютных градусах	абсолютная температура
59	1-я стр.	в плоскости стола	и плоскости стола
91	формула 8	$\omega_0$	$\omega_0^2$

Сборник «Исследования в области электрических измерений», вып. 117 (177), Заказ 605.





1 р. 30 к.