

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

Справ.

2/11-68

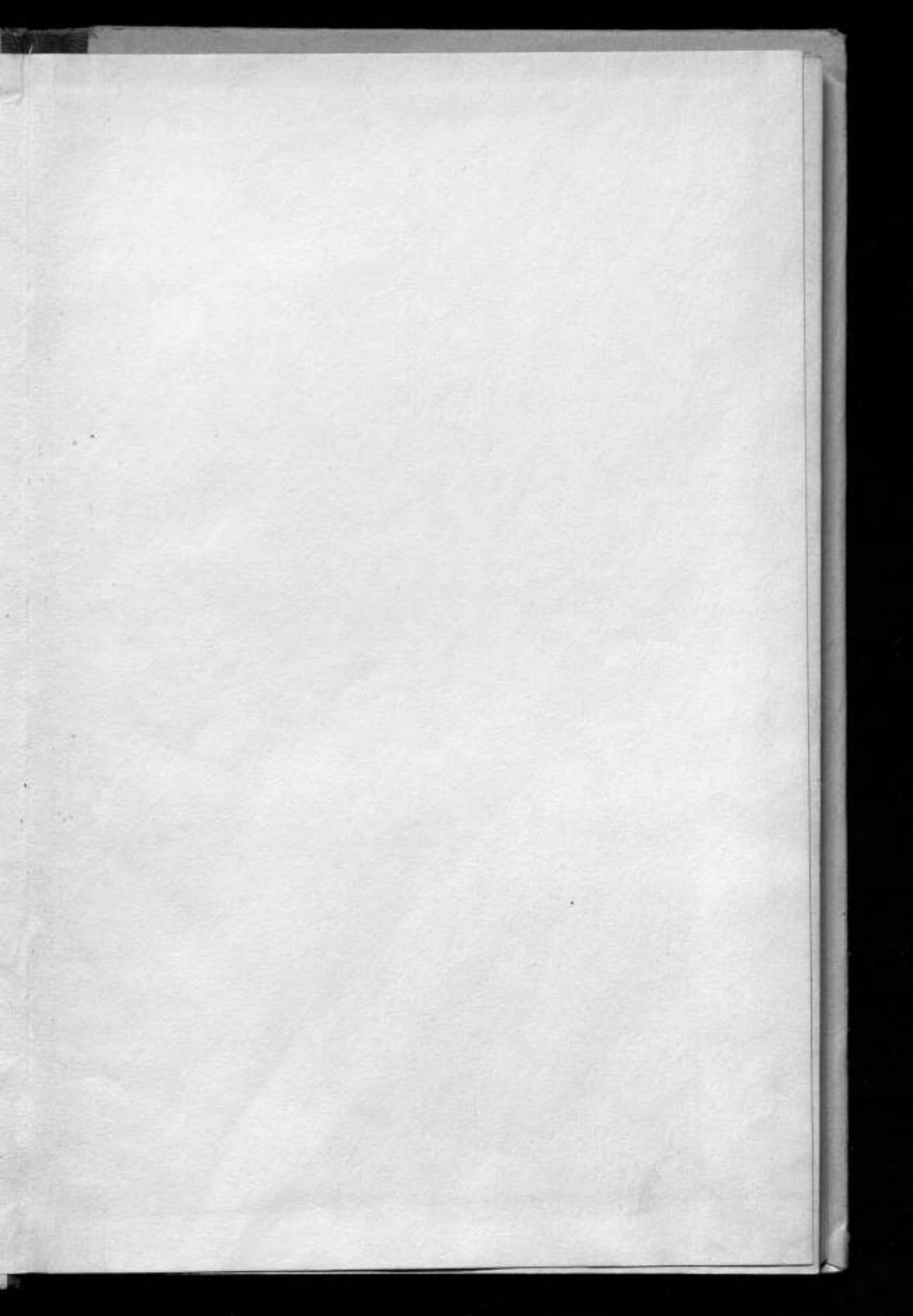
ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

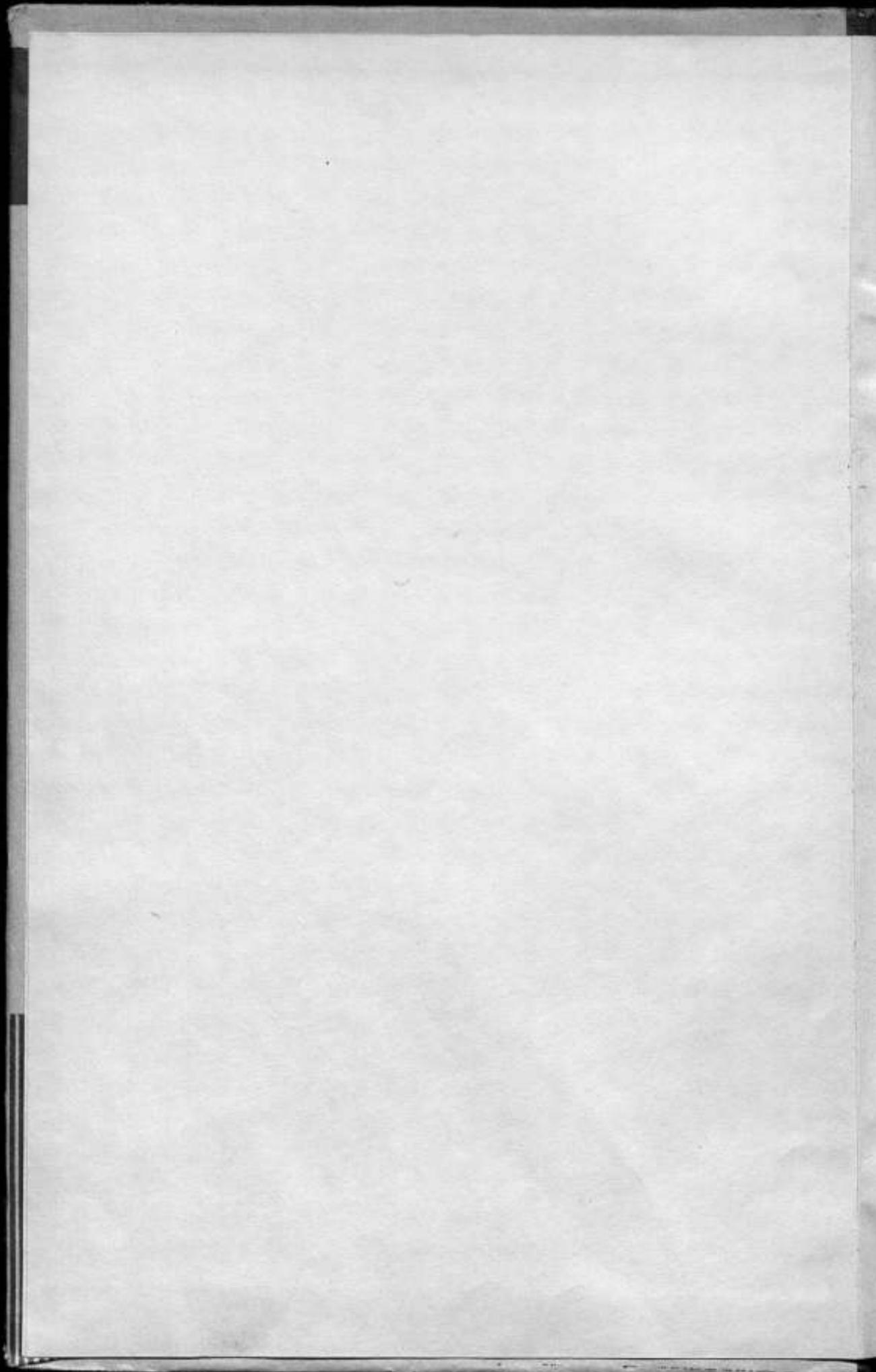
ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 98 (158)









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

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

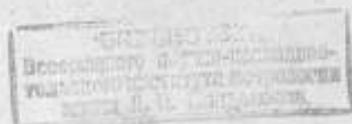
ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ
СССР

ВЫПУСК 98 /158/

Под редакцией

д. т. н. Е. Т. ЧЕРНЫШЕВА

ж 14098



ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
Москва—Ленинград
1968

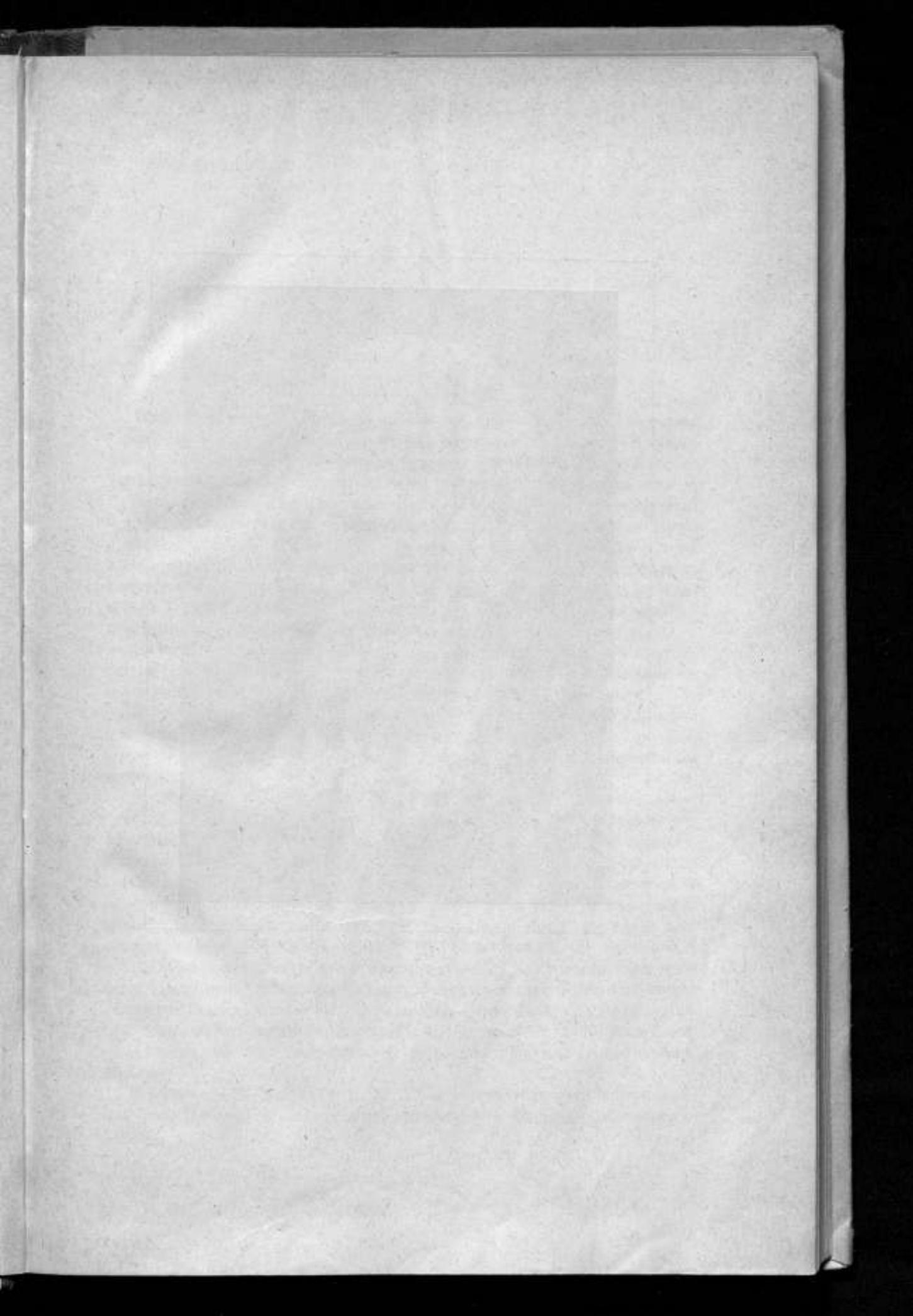
Редакционный совет

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

89091-26

Ответственный редактор

д-р техн. наук проф. В. О. АРУТЮНОВ





ЕВГЕНИЙ ТИТОВИЧ ЧЕРНЫШЕВ
1907—1967

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий сборник посвящается светлой памяти его научного редактора, руководителя отдела электрических и магнитных измерений ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, профессора, доктора технических наук Евгения Титовича Чернышева, скоропостижно скончавшегося 24 апреля 1967 г.

В сборнике, составленном по инициативе Евгения Титовича Чернышева и отредактированном им, наряду с работами, посвященными созданию и исследованию образцовых мер, приборов, поверочных установок и их элементов, отражен ряд новых направлений электрической метрологии, связанных с автоматизацией поверочных средств, измерениями электрических величин в динамическом режиме, измерениями основных величин переменного тока при инфранизких частотах.

Из трудов, помещенных в сборнике, в первую очередь следует отметить статьи П. Н. Горюнова и В. М. Шишкина, относящиеся к высшим звеньям поверочных схем — эталонам и образцовым мерам.

В первой из них освещается методика международных сличений эталонных нормальных элементов, оценивается точность таких сличений с учетом конкретной аппаратуры и условий, имеющихся в национальных метрологических лабораториях стран СЭВ.

Во второй — описывается и анализируется новая схема образцовой меры постоянного напряжения на термокомпенсированных стабилитронах. Эта работа является серьезной предпосылкой для создания образцовых мер, воспроизводящих значение напряжения с погрешностью 0,001 %.

Целый ряд статей посвящен вопросам создания точных методов и аппаратуры, основанных на компарировании различных величин переменного тока с постоянным при помощи термопреобразователей; к ним относятся: статья М. С. Беляевой, О. П. Галаховой, И. В. Коротковой и Т. Б. Рождественской о новой модели установки для точного измерения и воспроизведения тока, напряжения, мощности и сдвига фаз в звуковом диапазоне частот; статья О. Н. Гравина о методике компарирования при инфранизких частотах; статья М. С. Беляевой и О. П. Галаховой с анализом угловых погрешностей термоэлектрических компараторов мощности.

В работе Д. И. Зорина и Б. С. Таубе намечаются пути автоматизации компараторов и показывается возможность создания образцового

компаратора с погрешностью не более 0,05%. Новому эффективному методу поверки показывающих приборов в динамическом режиме посвящена статья С. П. Эскина.

В нескольких статьях приводится анализ элементов и режимов работы цепей, применяемых при автоматизации процессов измерения. К ним относятся статьи В. И. Прицкера, С. П. Эскина, А. Я. Безикович, Д. И. Зорина, А. Г. Данеляна.

В статье Е. Д. Колтика, С. А. Кравченко, Р. В. Яраловшвили описывается оригинальный оптико-механический генератор, который может быть использован для поверки фазометров и автоматических корреляторов.

Исключительно перспективными для повышения точности измерений на переменном токе являются трансформаторные делители напряжения, методике расчета которых посвящена статья В. М. Байкова.

Уравновешенные мосты переменного тока до настоящего времени являются незаменимыми приборами для точных измерений параметров электромагнитных цепей, в связи с этим две теоретические работы И. Я. Клебанова, посвященные синтезу мостовых цепей, представляют существенный практический интерес.

Актуальный вопрос оценки надежности установки для поверки амперметров, вольтметров, ваттметров и фазометров рассматривается в статье М. И. Комаровой, Я. М. Линденбаума и А. Б. Татиевского.

Завершающей сборник является статья М. Я. Драпкина и Ю. Н. Шестопалова, в которой приведены схемы транзисторных усилителей, специально разработанных для фотоэлектрических умножителей и применяемых в точных оптических интерферометрах.

Редактор

ЕВГЕНИЙ ТИТОВИЧ ЧЕРНЫШЕВ

Виднейший метролог, доктор технических наук, профессор, руководитель отдела электрических и магнитных измерений Всесоюзного научно-исследовательского института метрологии им. Д. И. Менделеева Евгений Титович Чернышев всю свою трудовую жизнь посвятил метрологии, проработав в этой области 40 лет.

В 1927 г., еще совсем молодым человеком, начал свою работу Евгений Титович в магнитной лаборатории ВНИИМ в качестве лаборанта. Он принимал творческое участие в первых работах ВНИИМ, посвященных созданию метрологической базы в области магнитных измерений.

В период 1930—1940 гг. Евгений Титович занимается разработкой методики и образцовой аппаратуры для исследований магнитных свойств материалов в постоянных магнитных полях. Разработанные в этот период Е. Т. Чернышевым пермеаметры до настоящего времени являются образцовыми приборами магнитной лаборатории.

В этот же период Евгений Титович работал и над созданием высокочувствительной аппаратуры для измерения магнитной восприимчивости пара- и диамагнитных материалов.

После защиты диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук научные интересы Е. Т. Чернышева сосредотачиваются на исследованиях свойств нормальных образцов магнитных материалов, намагничиваемых переменными полями.

Впервые в Советском Союзе под руководством Е. Т. Чернышева были разработаны образцовые мостовые, калориметрические и другие виды установок для аттестации нормальных образцов в диапазоне звуковых и ультразвуковых частот. Еще до Отечественной войны Е. Т. Чернышевым были начаты работы по изучению магнитных свойств материалов в условиях сложного намагничивания постоянным и переменным полями, которые получили дальнейшее развитие в период 1950—1954 гг.

Поддавляющее большинство работ, выполненных коллективом магнитной лаборатории под руководством Е. Т. Чернышева, было внедрено в различных промышленных предприятиях и научно-исследовательских институтах.

В последние годы, ведя очень большую научно-организационную работу как руководитель отдела электрических и магнитных измерений,

Е. Т. Чернышев не прекращал и своей личной научной деятельности, руководя и принимая участие в работах по созданию методики и аппаратуры для испытаний слабоферромагнитных сталей и магнитномягких материалов в постоянных магнитных полях.

Е. Т. Чернышев является автором более 40 научных работ, в том числе монографии по магнитным измерениям на постоянном и переменном токе и широко известен как крупный специалист в области магнитных измерений, систематически активно помогавший заводам и научно-исследовательским институтам в организации у них контроля качества магнитных материалов. При личном участии Евгения Титовича такой контроль был организован на ряде ленинградских заводов, а также в Центральном научно-исследовательском институте черной металлургии и других.

За плодотворную научную, организаторскую и общественную деятельность Е. Т. Чернышев был награжден орденами «Трудового Красного Знамени», «Знак Почета» и рядом медалей.

Много учеников Е. Т. Чернышева работают в разных городах нашей страны, причем многие из них успешно защитили диссертации.

Неоднократно Евгений Титович представлял Советский Союз на международных метрологических совещаниях в Международном бюро мер и весов во Франции, в Национальном бюро стандартов в Америке, в метрологических организациях ФРГ, Дании, ПНР и других стран.

Кроме большой научной работы, Евгений Титович вел ответственную научно-административную работу: неоднократно выполнял обязанности заместителя директора ВНИИМ по научной работе, а в последние годы возглавлял один из крупнейших отделов института.

24 апреля 1967 г. в расцвете творческих сил Евгений Титович скоропостижно скончался. Ушел от нас крупный ученый, большой общественный деятель, обаятельный, чуткий человек и товарищ.

Группа товарищей

МЕТОДИКА МЕЖДУНАРОДНЫХ СЛИЧЕНИЙ ЭТАЛОНОВ ЕДИНИЦЫ Э. Д. С. ПО ПЛАНУ СЭВ

Сличение эталонных нормальных элементов (н. э.) по плану СЭВ проводится с целью сохранения единства электрических мер в социалистических странах. Состоит оно в определении значений э. д. с. эталонных н. э. непосредственно в метрологических учреждениях этих стран.

По плану работ в области метрологии комиссии по стандартизации СЭВ ведущей страной по взаимному сличению единиц э. д. с. является СССР.

Разработанная во ВНИИМ программа взаимных сличений эталонов единиц э. д. с. предусматривает сличение нескольких эталонных н. э. СССР с эталонными н. э. данной страны при помощи аппаратуры их метрологической лаборатории. Эталонные н. э. СССР доставляет в каждую национальную метрологическую лабораторию сотрудник ВНИИМ.

Так как н. э. после перевозки должны длительное время отстаиваться в масляной ванне, без вибраций и при постоянной температуре, близкой к 20° С, то сначала их доставляют в страны СЭВ в определенном порядке. При этом сотрудник ВНИИМ изучает в каждой стране в течение 2-3 дней методику и аппаратуру, предназначенную для сличений н. э. Затем, вернувшись в первую страну, где н. э. уже отстоялись (около 15 дней), он проводит сличения, обрабатывает данные наблюдений и оформляет результаты измерений специальным протоколом в течение приблизительно 6 дней. В каждой стране эти сличения сохраняют свой характер.

Доставку н. э. целесообразно поручать одному сотруднику, а сличения — двум сотрудникам ВНИИМ.

Методика сличений

Обычно каждый эталонный элемент сличают с другими эталонными элементами несколько раз. Обозначим число сличений одного элемента с каким-то определенным другим элементом k , а число элементов, с которыми его сличают, n .

В результате сличений одного элемента получим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11}^{(1)} \\ E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11}^{(2)} \\ \dots &\dots \dots \dots \\ E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11}^{(k)} \\ E_{1x} - E_2 &= \Delta E_{12}^{(1)} \\ \dots &\dots \dots \dots \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} E_{1x} - E_2 &= \Delta E_{12(k)} \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \\ E_{1x} - E_n &= \Delta E_{1n(1)} \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \\ E_{1x} - E_n &= \Delta E_{1n(k)} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где E_{1x} — э. д. с. первого н. э. данной страны, выделенного для сличений;

E_1, E_2, \dots, E_n — эталонные н. э. СССР.

Складывая члены уравнений (1), будем иметь

$$knE_{1x} - k(E_1 + E_2 + \dots + E_n) = \sum_1^{kn} \Delta E_{if}$$

Отсюда

$$E_{1x} = \frac{E_1 + E_2 + \dots + E_n}{n} + \frac{1}{kn} \sum_1^{kn} \Delta E_{if} \quad (2)$$

Если число эталонных элементов в данной стране m , то будет получено m систем уравнений (1), а значение э. д. с. любого из них будет найдено по формуле (2).

Непосредственно перед сличением необходимо в первую очередь убедиться в хорошем состоянии эталонных н. э. СССР. Для этого достаточно каждый из этих н. э. сличить k раз при $20 \pm 0,01^\circ \text{C}$ со всеми другими н. э. Если принять $k = 2$, $n = 2$ и воспользоваться уравнением (2), то получим возможность определить значения э. д. с. E_1 , E_2 и E_3 по формулам

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{E_{20} + E_{30}}{2} + \frac{1}{4} (\Delta E_{12(1)} + \Delta E_{12(2)} + \Delta E_{13(1)} + \Delta E_{13(2)}); \\ E_2 &= \frac{E_{10} + E_{30}}{2} + \frac{1}{4} (\Delta E_{21(1)} + \Delta E_{21(2)} + \Delta E_{23(1)} + \Delta E_{23(2)}); \\ E_3 &= \frac{E_{10} + E_{20}}{2} + \frac{1}{4} (\Delta E_{31(1)} + \Delta E_{31(2)} + \Delta E_{32(1)} + \Delta E_{32(2)}); \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где E_{10} , E_{20} и E_{30} — значения э. д. с. эталонных н. э. СССР, взятые из свидетельств, т. е. определенные во ВНИИМ до их перевозки в данную страну.

Для получения уравнений (3) достаточно провести только восемь измерений. Разности $E_{10} - E_1$, $E_{20} - E_2$ и $E_{30} - E_3$ не должны превосходить 2 мкв , что будет указывать на пригодность н. э. для проведения сличений.

Если при сличении рекомендовать такой порядок работы, когда каждый эталонный н. э. данной страны, выделенный для сличения, сличают три раза с каждым из трех эталонных н. э. СССР, т. е. если $k = 3$ и $n = 3$, то будут получены уравнения

$$\left. \begin{aligned} E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11(1)} \\ E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11(2)} \\ E_{1x} - E_1 &= \Delta E_{11(3)} \\ E_{1x} - E_2 &= \Delta E_{12(1)} \\ E_{1x} - E_2 &= \Delta E_{12(2)} \\ E_{1x} - E_2 &= \Delta E_{12(3)} \\ E_{1x} - E_3 &= \Delta E_{13(1)} \\ E_{1x} - E_3 &= \Delta E_{13(2)} \\ E_{1x} - E_3 &= \Delta E_{13(3)} \end{aligned} \right\} \quad (1')$$

и в соответствии с уравнением (2)

$$E_{1x} = \frac{1}{3}(E_1 + E_2 + E_3) + \frac{1}{9} \sum_1^9 \Delta E_{1i}. \quad (3)$$

Следовательно, значение э. д. с. E_{1x} будет найдено как сумма среднего значения известных э. д. с. эталонных н. э. СССР и среднего значения разностей ΔE_{1i} , определенных в условиях данной национальной лаборатории.

Анализ погрешностей

Полный дифференциал уравнения (3)

$$dE_{1x} = \frac{1}{3}(dE_1 + dE_2 + dE_3) + \frac{1}{9} \sum_1^9 d(\Delta E_{1i}). \quad (4)$$

Относительная погрешность в определении E_{1x} в процентах

$$\gamma_1 = \frac{dE_{1x} \cdot 10^2}{E_{1x}} = \left[\frac{dE_1 + dE_2 + dE_3}{3E_{1x}} + \frac{\sum_1^9 d(\Delta E_{1i})}{9E_{1x}} \right] 10^2. \quad (5)$$

Количественную сторону составляющих погрешности γ необходимо проанализировать в соответствии с уравнением (5).

Данные многолетних исследований эталонных н. э. СССР, которые выдерживали длительные перевозки в другие города (например, Новосибирск) и страны (например, Францию), указывают, что максимальные изменения их э. д. с., включая и изменение со временем, находятся в пределах $1 \div 2$ мкв.

Следовательно, в самом неблагоприятном случае первый член уравнения (5) определяется величиной порядка

$$\gamma_1 = \frac{dE_1 + dE_2 + dE_3}{3E_{1x}} 10^2 \approx \frac{6 \cdot 10^{-4}}{3 \cdot 1,018} 10^2 \approx 2 \cdot 10^{-4} \%$$

В благоприятном случае эта составляющая может доходить до значения менее $1 \cdot 10^{-4} \%$.

Количественный анализ второго члена уравнения (5) можно произвести, если учесть, что точность нахождения разностей ΔE_{1i} зависит от метода измерения и аппаратуры, используемой в данной национальной лаборатории, которые могут быть различными в разных странах.

Возможны следующие методы определения ΔE : метод замещения, т. е. метод поочередного измерения полного значения э. д. с. E_1 , E_2 , E_3 и E_c компенсатором (например, класса точности 0,002), и дифференциальный метод, т. е. метод непосредственного измерения разности ΔE двух сравниваемых э. д. с. (метод встречного включения).

Метод замещения

Возможная схема для сличения н. э. методом замещения изображена на рис. 1. В этой схеме при помощи переключателя Π эталонные н. э. можно в любом порядке поочередно приключать к зажимам X компенсатора. Для эталонных сличений следует использовать шестидекадный компенсатор, наименьшая ступень показаний которого составляет 1 мкв.

В случае метода замещения систематические погрешности компенсатора при двух измерениях близких величин, следующих непосредственно одно за другим, будут одинаковыми, так как условия, в которых будет находиться компенсатор, не успеют измениться.

Эти погрешности исключаются при вычислении разности ΔE . Тогда погрешности измерения будут определяться наименьшей ступенью показаний компенсатора и начальным током неравновесия, который будет нагрузочным током исследуемого н. э. и вызовет изменение его э. д. с. Конечно, следует позаботиться о том, чтобы в цепи н. э. не было заметных т. э. д. с.,

обратив особое внимание на качество переключателя Π и однородность материалов всех соединительных проводов.

Значения э. д. с. исследуемых эталонных н. э. известны и перед измерением они должны быть выставлены на декадах компенсатора. Тогда начальный ток неравновесия будет определяться единицами микровольт в цепи с сопротивлением около 1000 ом, т. е. будет иметь значение порядка 0,01 мкА, которое не будет вызывать заметного изменения измеряемой э. д. с.

Таким образом, при шестидекадном компенсаторе вторую составляющую погрешности уравнения (5) можно также оценить как

$$\gamma_1'' = \frac{\sum_1^9 d(\Delta E_{1j}) 10^2}{9E_{1x}} = \frac{\sum_1^9 d(\Delta E_{1j}) 10^2}{9 \cdot 0,5 (E_1 + E_j)} = \frac{\sum_1^9 \left[\frac{dE_1}{E_1} + \frac{dE_j}{E_j} \right] 10^2}{9} \approx 2 \cdot 10^{-4} \%$$

Следовательно, можно ожидать, что при методе замещения

$$\gamma_1 = \gamma_1' + \gamma_1'' \approx \frac{dE_{1x} \cdot 10^2}{E_{1x}} \approx 4 \cdot 10^{-4} \%$$

Это значение погрешности для международных сличений слишком велико и поэтому метод замещения в данном случае не следует рекомендовать.

Дифференциальный метод

Использование компенсатора общего назначения.

Схема дифференциального метода сличения н. э. изображена на рис. 2. Эту схему применяют в ряде стран (ПНР, НРБ, СССР). В ней с помощью переключателей Π_1 и Π_2 можно осуществить встречное включение любой пары н. э. и при помощи подходящего компенсатора (например, типа Р-308 с фотоусилителем Ф305) непосредственно измерить разность их э. д. с. ΔE_{ij} .

В этом случае вторая составляющая погрешности будет

$$\gamma_1'' = \frac{\sum_1^9 d(\Delta E_{1j}) 10^2}{9E_{1x}} = \frac{\sum_1^9 (2U + 5) 10^{-6}}{9E_{1x}} [\%],$$

где U — измеряемое компенсатором напряжение, выраженное в милливольтгах.

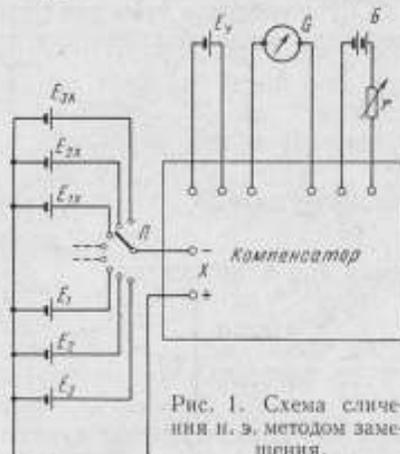


Рис. 1. Схема сличения н. э. методом замещения.

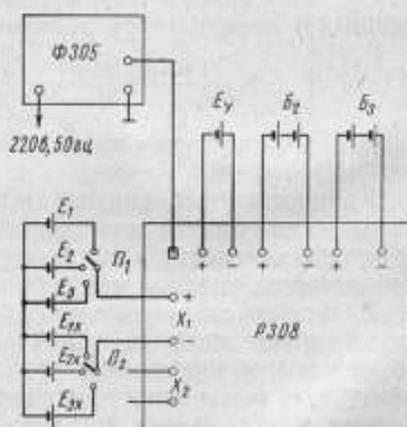


Рис. 2. Схема сличения н. э. дифференциальным методом с компенсатором общего назначения.

Так как разности ΔE_i могут быть порядка 100 мкв, то $U \approx 0,1$ мв и $\gamma_i < 10^{-5}\%$, т. е. будет определяться значением, которым можно пренебрегать. Следовательно, даже в худшем случае при использовании для сличений дифференциального метода

$$\gamma_1 \approx \gamma_2 \approx 2 \cdot 10^{-4}\%.$$

Использование специальной компенсационной установки

В отдельных социалистических странах (например, ЧССР) для сличения эталонных н. э. применяют специальную компенсационную установку (рис. 3), созданную по типу используемой в Международном бюро мер и весов [2].

Установка состоит из двух компенсаторов *A* и *B* и одинарного моста *C*. Компенсаторы *A* и *B* питаются от батареи B_1 , а мост *C* — от батареи B_2 .

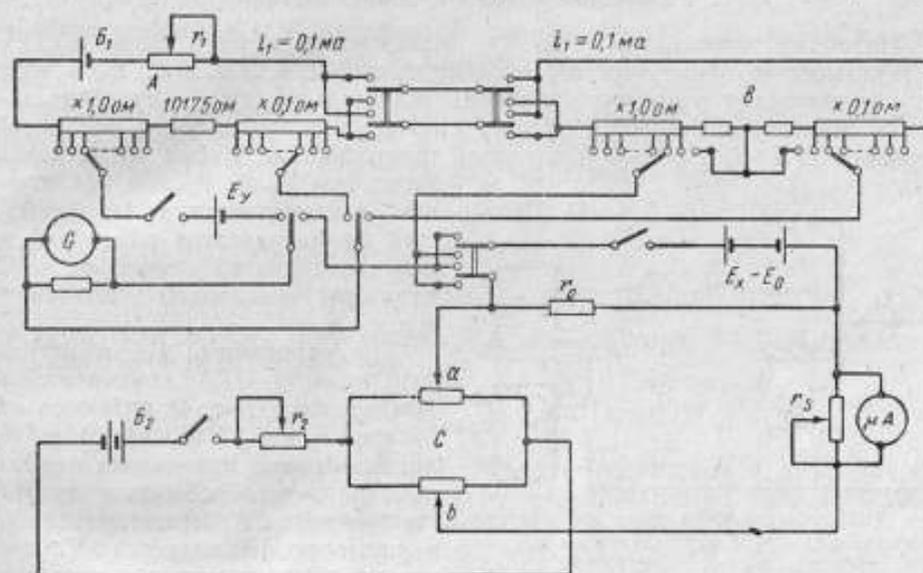


Рис. 3. Схема специальной компенсационной установки для сличения н. э. дифференциальным методом.

С помощью компенсатора *A*, установочного н. э. E_y , гальванометра *G* и магазина сопротивлений r_1 обычным путем устанавливают в компенсаторе *B* рабочий ток $i_1 = 0,1$ ма.

Полное напряжение декад компенсатора *B* может достигать, например, до 1000 мкв и изменяться через 10 мкв. Разность э. д. с. испытуемого и образцового н. э. $E_x - E_0$ уравнивается в основном напряжением между движками этих декад и дополнительно (более тонко) напряжением на сопротивлении r_0 (1 ом). Сопротивление r_0 включено в диагональ микроамперметра (μA) моста *C*. При помощи движков α и β ток в этой диагонали можно плавно изменять от 0 до ± 10 мка, создавая на сопротивлении r_0 напряжение от 0 до ± 10 мкв.

Пользуясь напряжением одной ступени левой декады компенсатора *B* (10 мкв), можно проверить правильность значения максимального тока микроамперметра, который должен иметь нуль посредине шкалы. Отклонение стрелки μA на необходимое число делений при этом регулируют сопротивлением r_3 .

Уравнение равновесия схемы рис. 3 имеет вид

$$E_x - E_0 = i_1 r_1 + i_1 r_2 + i_2 r_0.$$

По аналогии с выражением (5) относительная погрешность определения E_{1x} в процентах в этом случае будет

$$\gamma_1 \approx \left[\frac{\sum_1^3 dE_0}{3E_0} + \frac{\sum_1^9 [di_1(r_1 + r_2) + dr_1 i_1 + dr_2 i_1 + di_2 r_0 + dr_0 i_2]}{9E_{1x}} \right] 10^2. \quad (6)$$

Допустим, что погрешности в подгонке сопротивлений r_0 , r_1 и r_2 и в установке тока i_1 были порядка 0,01%, а в установке тока i_2 составляли 0,1%. Тогда, в случае $r_1 + r_2 = 10 \text{ ом}$ $\gamma_1 \approx 2,2 \cdot 10^{-1}\%$.

Использование компаратора с вспомогательным н. э. с большой катодной поверхностью

Подобный компаратор (рис. 4), применяемый в ряде стран (СССР, ГДР), имеет то преимущество, что образцовый н. э. с э. д. с. E_0 в этом случае включают в процессе сличений значительно реже, а чувствительность схемы увеличивается за счет снижения сопротивления вспомогательного н. э. E_n с большой катодной поверхностью.

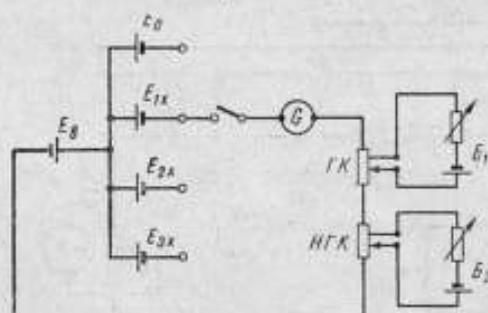


Рис. 4. Принципиальная схема компаратора для сличения н. э. с использованием вспомогательного н. э. с большой катодной поверхностью.

При помощи $НГК$ компенсируют разность э. д. с. $E_0 - E_n$, термо-э. д. с., напряжения, создаваемые токами утечек, а также начальное напряжение $ГК$.

Для непосредственного отсчета по компаратору искомого значения E_{x1} предварительно на $ГК$ устанавливают известное значение э. д. с. E_0 . Затем подключают E_0 и, регулируя сопротивление в цепи $НГК$, уравновешивают схему, компенсируя разность $E_0 - E_n$. После этого подключают испытуемый н. э. и уравновешивают схему, перемещая рукоятки $ГК$. В этом случае в схему сравнения вводится только разность э. д. с. $\Delta E_{x1} = E_{x1} - E_0$, которую и фиксируют по положению рукояток $ГК$, суммируя с ранее выставленным значением э. д. с. E_0 . Полная схема подобной установки, используемой в СССР, и ее принцип действия (тип КНЭ-56) описаны в работе [3].

Абсолютная погрешность $ГК$ при температуре помещения $20 \pm 2^\circ \text{C}$ может быть выражена уравнением

$$d(\Delta E) \approx \pm (\Delta E \cdot 10^{-4} + 0,3 \text{ мкв}),$$

где ΔE — измеряемая э. д. с., в микровольтах.

Если $\Delta E = 100$ мкв, то $d(\Delta E) \approx 0,3$ мкв.
Уравнение равновесия схемы рис. 4 имеет вид

$$E_{xi} = E_0 + \Delta E_{xi}. \quad (7)$$

Относительная погрешность определения E_{xi} в процентах

$$\gamma_1 \approx \left[\frac{dE_0}{E_0} + \frac{d(\Delta E_{xi})}{E_{xi}} \right] 10^2. \quad (8)$$

Необходимо учесть, что в этом случае меняется порядок сличений, так как эталонные н. э. СССР и данной страны сравнивают не непосредственно между собой, а с одним из лучших эталонных н. э. страны, где проводят сличения. Этот н. э. обычно содержат в хороших условиях и не подвергают транспортным испытаниям. Поэтому можно допустить, что значение его э. д. с. известно с погрешностью менее 1 мкв.

Следовательно, погрешность γ_1 в данном случае будет порядка $(1,0 \div 1,3) \cdot 10^{-4}\%$.

Изменением э. д. с. E_0 за короткое время сличений 6-8 н. э. можно пренебречь, если температура масла в ванне, где размещены н. э., не изменялась.

При международных сличениях особенно интересно найти разность между значением н. э. СССР и н. э. данной страны.

Из уравнений типа (7) следует, что эта разность будет

$$\Delta E_{ij} = E_{xi} - E_{xj} = \Delta E_{xi} - \Delta E_{xj}, \quad (9)$$

а абсолютная погрешность определения ΔE_{ij}

$$d(\Delta E_{ij}) = d(\Delta E_{xi}) + d(\Delta E_{xj}). \quad (10)$$

Если учесть, что погрешность ГК компаратора КНЭ-56 порядка 0,3 мкв, то $d(\Delta E_{ij}) \approx 0,6$ мкв.

Выводы

При проведении международных сличений образцовых н. э. по плану СЭВ используют методику и аппаратуру, разработанные в национальных метрологических лабораториях и различные в каждой стране.

Целесообразно пользоваться единообразной методикой сличений, изложенной в данной статье. Эта методика проверена в практике международных сличений, удобна и обеспечивает достаточную надежность их проведения.

Точность таких сличений зависит от состояния эталонных н. э. СССР, которые претерпевают толчки, вибрации и тряску во время доставки их в данную страну, от методики сличения и от применяемой аппаратуры.

В самом неблагоприятном случае погрешности сличения могут достигать до $4 \cdot 10^{-4}\%$. Если возможно применить дифференциальный метод сличения, а эталонные н. э. СССР выдержать после перевозки в хороших условиях около месяца, то погрешности можно уменьшить до $1 \cdot 10^{-4}\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Долгинский Е. Ф. Оценка погрешностей группового эталона э. д. с. «Труды институтов Комитета», вып. 39 (99). М.—Л., Стандартгиз, 1960.
2. Romanowski M. Conservation de l'unité de force électromotrice. «Travaux et Mémoires du BIPM», t. XXI, 1952.
3. Зеликовский З. И. Компаратор для сличения нормальных элементов. «Труды ВНИИМ», вып. 31 (91). М.—Л., Стандартгиз, 1957.

Поступила в редакцию
29/IV 1967 г.

НОВАЯ СХЕМА ОБРАЗЦОВОЙ МЕРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА СТАБИЛИТРОНАХ

В настоящее время известны параметрические и мостовые схемы образцовых стабилизаторов напряжения на термокомпенсированных стабилитронах [1—4]. Годовая нестабильность лучших из них доходит до $(3 \pm 4) \cdot 10^{-4}\%$.

Для создания таких схем требуются стабилитроны высшего качества, не имеющие направленного дрейфа и больших колебаний напряжения стабилизации.

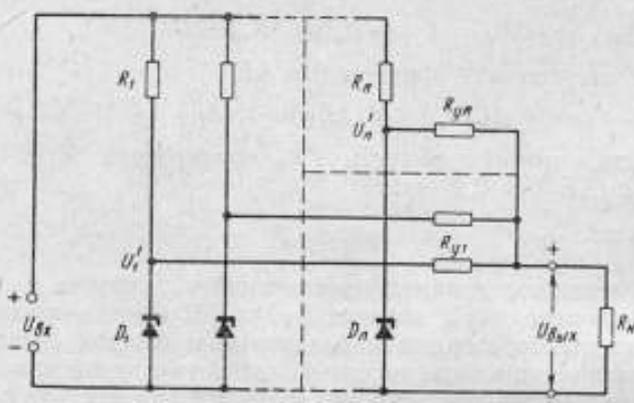


Рис. 1. Схема образцовой меры с усреднением выходного напряжения.

Предлагаемая схема стабилизатора (рис. 1) позволяет при соответствующем подборе термокомпенсированных стабилитронов и уравнивающих сопротивлений скомпенсировать направленный уход выходного напряжения и усреднить колебания, вызванные внутренними изменениями стабилитронов. Кроме того, уравнивающими сопротивлениями можно корректировать выходное напряжение.

Схема состоит из n параметрических каскадов, в каждом из которых при самостоятельном включении получают напряжение стабилизации U_i .

Для расчета схемы и определения погрешностей стабилизатора выведем зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от ее параметров, используя эквивалентную схему, изображенную на рис. 2.

Напряжение стабилизации каскада U_i можно представить в виде источника э. д. с. E_i с внутренним динамическим сопротивлением $R_{\text{д}}$

$$U_i = E_i + I_{ci} R_{\text{д}}, \quad (1)$$

где I_{ci} — ток стабилитрона i -го каскада.

Положительное направление уравнивающих токов показано на рис. 2 стрелками. Нагрузочный ток можно представить как

$$I_n = \sum_1^n I_{ni}. \quad (2)$$

Для каждого каскада

$$I_{ci} = \frac{U_{nx} - U_i}{R_i}, \quad (3)$$

где U_{nx} — питающее напряжение.

Подставляя выражение (3) в (1), получаем

$$U_i = U_{nx} \frac{R_{di}}{R_{di} + R_i} + E_i \frac{R_i}{R_{di} + R_i}. \quad (4)$$

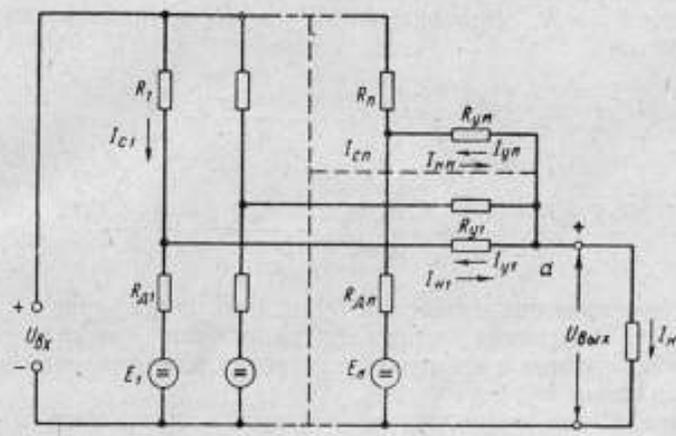


Рис. 2. Эквивалентная схема образцовой меры.

Напряжение стабилизации с учетом уравнивающих токов U'_i можно представить в виде

$$U'_i = U_i + \frac{R_{di}R_i}{R_{di} + R_i} (I_{yi} - I_{ni}),$$

но

$$U'_i = U_{вых} + R_{yi} (I_{yi} - I_{ni}),$$

откуда

$$U_{вых} = U_i + (I_{yi} - I_{ni}) \frac{R_{di}R_i + R_{yi}R_{di} + R_{yi}R_i}{R_{di} + R_i}. \quad (5)$$

Если просуммировать U_i от 1 до n и учесть, что в нашем случае $I_{yi} \gg I_{ni}$, $\sum_1^n I_{yi} = 0$ для точки a , то

$$U_{вых} = \frac{\sum_1^n U_i}{n}, \quad (5')$$

т. е. $U_{вых}$ является средним значением напряжений стабилизации всех каскадов.



Подставив выражение (4) в (5) и просуммировав его по всем ветвям, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n} \sum_1^n \frac{R_{дi}}{R_{дi} + R_i} + \frac{1}{n} \sum_1^n E_i \frac{R_i}{R_{дi} + R_i} + \\ + \frac{1}{n} \sum_1^n I_{yi} \frac{R_{дi}R_i + R_{yi}R_{дi} + R_{yi}R_i}{R_{дi} + R_i} - \\ - \frac{1}{n} \sum_1^n I_{wi} \frac{R_{дi}R_i + R_{yi}R_{дi} + R_{yi}R_i}{R_{дi} - R_i}. \quad (6)$$

Учитывая выражение (2) и взяв среднее значение сопротивлений ограничивающего $R_i = R$, динамического $R_{дi} = R_d$ и уравнивающего $R_{yi} = R_y$, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_d}{R_d + R} U_{\text{вх}} + \frac{1}{n} \cdot \frac{R}{R_d + R} \sum_1^n E_i + \\ + \frac{R_d R + R_y R_d + R_y R}{R_d + R} \sum_1^n I_{yi} - \frac{R_d R + R_y R_d + R_y R}{R_d + R} I_w. \quad (7)$$

Рассмотрим причины изменения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. К ним можно отнести изменение питающего напряжения, нагрузочного тока, а также температурные и временные изменения сопротивлений и напряжений стабилизации U_i .

Для определения влияния нестабильности питающего напряжения продифференцируем уравнение (7) по $U_{\text{вх}}$. Учитывая, что $R \gg R_d$, получим

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_{\text{вх}}} = \frac{R_d}{R}. \quad (8)$$

Влияние нестабильности питающего напряжения на выходное напряжение схемы такое же, как и для обычного параметрического каскада.

Погрешности, связанные с $U_{\text{вх}}$, можно уменьшить, питая схему от предварительного стабилизатора с малой долговременной нестабильностью или периодически регулируя питающее напряжение.

Влияние нагрузочного тока I_n определяется значением $R_{\text{вых}}$ схемы.

Для определения $R_{\text{вых}}$ продифференцируем уравнение (7) по I_n :

$$R_{\text{вых}} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial I_n} = \frac{1}{n} \cdot \frac{R_d R + R_y R_d + R_y R}{R_d + R}.$$

При $R \gg R_d$ получим

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_d + R_y}{n}. \quad (9)$$

Изменяя уравнивающие сопротивления и число каскадов, можно варьировать в широких пределах значением $R_{\text{вых}}$.

Так как образцовую меру используют в режиме сравнения, то I_n представляет собой входной ток компенсатора, который для современных высокоточных компенсаторов составляет $(1-2) \cdot 10^{-9}$ а.

Для устранения влияния нагрузочного тока на выходное напряжение необходимо, чтобы $R_{\text{вых}}$ не превышало 300—500 ом.

При использовании схемы в качестве источника образцового напряжения можно получить $R_{\text{вых}}$, которое будет значительно меньше, чем в параметрической или мостовой схеме.

Температурные и временные изменения R и R_{γ} можно уменьшить, используя марганциновые сопротивления с малым температурным коэффициентом и предварительно подвергнутые старению. Кроме того, при настройке схемы можно подобрать токи через стабилитроны так, чтобы полностью скомпенсировать температурную погрешность схемы.

Рассмотрим погрешности, связанные с температурными и временными изменениями напряжения стабилизации каскада U_i .

Для термокомпенсированных стабилитронов типа Д-818Е зависимость температурного коэффициента напряжения (ТКН) от тока через стабилитрон изображена на рис. 3.

Изменяя R_i , ток I_{i1} выбирают таким образом, чтобы U_i имело ТКН, близкий к нулю.

Как показано в работах [5—7], дрейф U_i термокомпенсированных стабилитронов состоит из случайных колебаний и направленного ухода. Результаты аналогичных исследований получены автором и приведены на рис. 4.

Вероятность распределения случайных колебаний выходного напряжения для большого количества стабилитронов близка к нормальному закону [8] и для хороших образцов не должна превышать 30—50 мкв.

Чтобы уменьшить влияние случайных колебаний на напряжение стабилизатора, увеличивают число каскадов. Схема с усреднением на стабилитронах типа Д-818Е должна иметь 5—8 каскадов, что уменьшит колебания $U_{\text{вых}}$ в 2—3 раза.

Рассмотрим возможности компенсации направленного дрейфа напряжения с помощью предложенной схемы. Появление дрейфа напряжения ΔU_i на любом из стабилитронов ведет к перераспределению уравнивающих токов и к изменению $\Delta U_{\text{вых}}$ схемы.

Используя уравнение (5'), можно записать

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\sum \Delta U_i}{n}. \quad (10)$$

Представим ΔU_i как $\Delta U_i = v_i t$,

где v_i — скорость дрейфа выходного напряжения стабилитрона,

t — время измерения дрейфа.

Тогда уравнение (10) можно представить в виде

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{t}{n} \sum_{i=1}^n v_i. \quad (11)$$

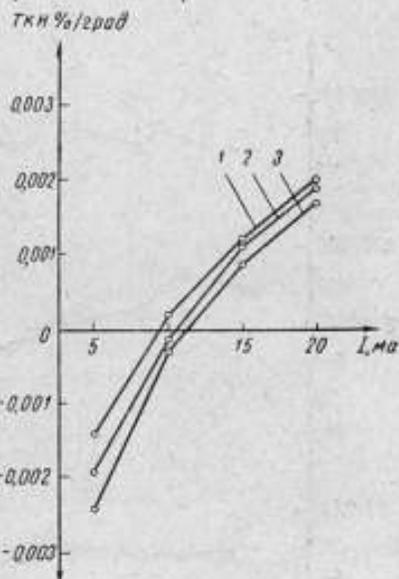


Рис. 3. Зависимость от тока температурного коэффициента напряжения стабилитронов типа Д-818Е: 1 — с $I_{\text{онт}} = 9,8$ ма; 2 — с $I_{\text{онт}} = 10,5$ ма; 3 — с $I_{\text{онт}} = 11,3$ ма.

Для равенства дрейфа нулю на выходе схемы необходимо, чтобы $\sum_1^n v_i = 0$ или $\sum_1^n v_i = \sum_1^n -v_i$, т. е. надо выбирать стабилитроны для схемы с направленным уходом разных знаков. Это условие выполнить трудно, поэтому для еще более точной компенсации направленного дрейфа $\Delta U_{\text{вых}}$ схемы необходимо подобрать уравнивающие сопротивления прямо пропорциональные дрейфу стабилитронов.

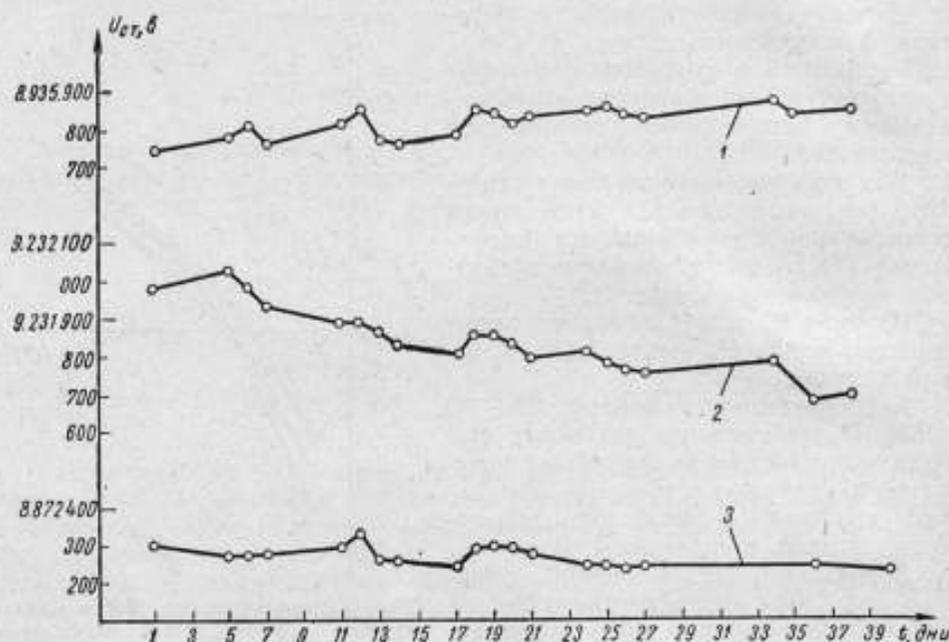


Рис. 4. Зависимость от времени выходного напряжения стабилизаторов типа Д-818Е: 1 — $v = 3,2$ мкВ/дн; 2 — $v = -8$ мкВ/дн; 3 — $v = -2$ мкВ/дн.

Методика расчета меры с усреднением

Для расчета меры с усреднением необходимо провести предварительные испытания стабилитронов в такой последовательности:

1. Измерить напряжение стабилизации при различных токах через стабилитрон, например 5, 10, 15 мА, и определить динамическое сопротивление R_d .
2. Измерить ТКН стабилитронов и определить оптимальный ток $I_{\text{опт}}$ через стабилитрон, при котором ТКН минимален.
3. Определить напряжение стабилизации при $I_{\text{опт}}$.
4. Измерить временной дрейф напряжения стабилитронов и определить скорость v , направление дрейфа и амплитуду колебаний стабилитронов. Данные, полученные по такой методике, приведены в таблице.
5. Проанализировать данные предварительных испытаний. Исключить стабилитроны, имеющие большие отклонения от среднего по скорости дрейфа и колебания выходного напряжения во времени.
6. Определить значение уравнивающих сопротивлений по величине разброса v_i стабилитронов.

Напряжение стабилизации при $I_{\text{опт}}$, в	Оптимальный ток $I_{\text{опт}}$, ма	Сопротивление		Скорость дрейфа напряжения v , мкв/мес	Колебания напряжения стабилизации, мкв
		ограничивающее, ком	динамическое, ом		
8,990	8,2	3,78	15,5	+10	40
9,004	9,5	3,26	13,8	-50	20
8,864	10,2	2,57	10,2	-70	40
8,942	12,5	2,48	8,9	+80	40
9,007	7,5	4,13	16,0	-10	40
9,048	8,2	3,65	17,3	-30	30
8,891	10,5	2,96	10,3	-70	40
8,948	9,4	3,30	15,3	+10	50
8,903	8,8	3,53	12,4	+60	40
8,980	10,3	3,01	13,6	-30	60
8,991	7,7	4,03	15,7	-110	30
8,951	10,7	2,90	10,5	-110	60
Среднее 8,959	9,4	3,30	13,3	-26	41

7. Выбрать необходимое число каскадов из допустимого $U_{\text{вых}}$ схемы.
8. Уточнить значение направленного временного дрейфа $\Delta U_{\text{вых}}$ схемы.
9. Определить степень усреднения колебаний выходного напряжения схемы.

Выводы

Предложенная схема образцовой меры постоянного напряжения позволяет:

1. Уменьшить случайные колебания выходного напряжения схемы в 2—3 раза.
2. Скомпенсировать медленный направленный дрейф выходного напряжения, подобрав соответствующие стабилитроны и уравнивающие сопротивления.
3. Получить выходное сопротивление схемы, которое будет значительно меньше, чем у параметрических и мостовых стабилизаторов напряжения. Это дает возможность создать образцовые меры постоянного напряжения класса точности 0,001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горюнов П. Н. Образцовые стабилизаторы напряжения на диодах типа Д-818. «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142). М.—Л., Издательство стандартов, 1965.
2. Deike S. Eine vergleichsspannung hoher Konstanz. «ERZ-A», 86, 1965, № 1, S. 9—13.
3. Schlesock W. Neue Spannungsnormale ans Zenerdioden. «Elektrics», 1966, № 10, S. 385—387.
4. Melchert F. Etude de diodes Zener sur une longue periode et leur emploi comme etalon de tension transportable. «10 session Comité Consultatif D'electricite». Paris, 1964.
5. Вострокнутов Н. Н. Метрологические параметры мер напряжения с кремниевыми стабилитронами и методика их исследования. Автореферат диссертации, ВНИИМ, 1965.
6. Woodward G., Eiche W. The operating characteristics of Zener Reference diode and their measurements. «ISA Trans», 1964, v. 3, № 2, S. 93—99.
7. Melchert F. Messungen von Zenerspannungen mit höchster Präzision. «Z. Instrum», 1964, 72, № 11, s. 323—329.
8. Вострокнутов Н. Н., Земельман М. А. Метрологические характеристики точных стабилизаторов напряжения и методика их исследования. «Измерительная техника», 1964, № 1.

Поступила в редакцию
20/IV 1967 г.

КОМПЛЕКТНАЯ АППАРАТУРА
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ТОКА,
НАПРЯЖЕНИЯ, МОЩНОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ
В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Высокий уровень развития современной техники основан на широкой электрификации, внедрении автоматики, электроники, вычислительной техники, электрофизических и электротехнических методов обработки материалов. В связи с этим вопросы совершенствования методов и средств электрических измерений в настоящее время приобретают особо важное значение.

В промышленности и при различных исследовательских работах значительно возросли требования к повышению точности и расширению пределов измерения основных электрических величин (тока, напряжения) в цепях постоянного и переменного тока в широком диапазоне частот.

Точная оценка таких важных характеристик энергетического процесса, как активная мощность и коэффициент мощности ($\cos \varphi$) становится особенно актуальной вследствие ввода в действие новых мощных энергетических систем и промышленных установок, работающих в диапазоне звуковых частот.

Большое распространение в промышленности и лабораторной практике получили приборы непосредственной оценки для измерения указанных величин. Приборостроительные заводы Советского Союза выпускают электроизмерительные приборы непосредственной оценки широкой номенклатуры. Постоянное возрастание выпуска, создание новых типов приборов, отличающихся высокой точностью, и приборов для широкого диапазона значений измеряемых величин и частот вызывают необходимость постоянного совершенствования и развития методов их поверки и поверочной аппаратуры.

Показывающие электроизмерительные приборы переменного тока — амперметры, вольтметры, ваттметры, — серийно выпускаемые промышленностью, охватывают весьма широкие пределы по частоте (до 40 кГц, 1 МГц), пределы измерения по току (10^{-4} –50 а), по напряжению (10^{-3} –600 в).

Имеются и более точные приборы, которые еще не выпускают серийно и изготовлены лишь небольшими партиями, как например, электростатические вольтметры типа С71 класса 0,05, работающие в довольно широком диапазоне частот (до 100 кГц), электронные милливольтметры типа Ф533 и микроамперметры типа Ф534 класса 0,5 для частот до 20 кГц. Интересным прибором, с точки зрения пределов измерения и частотного диапазона, является милливаттметр типа Ф530. Номинальные токи и напряжения этого прибора лежат в пределах 0,1 ма–1 а и 20 мв–300 в, номинальный $\cos \varphi = 0,1$ и область рабочих частот 20 гц–20 кГц. За последние годы

разработаны весьма точные (класса 0,5) однофазные электродинамические фазометры для диапазона частот до 8000 гц.

В соответствии с установленным ГОСТ 1845—59 соотношением между погрешностями образцовой аппаратуры и поверяемого прибора поверять наиболее точные из указанных приборов следует с погрешностью порядка $0,01 \pm 0,03\%$. Следовательно, погрешность современной поверочной аппаратуры в определенном интервале значений и частот измеряемых величин не должна превышать $0,01 \pm 0,03\%$.

Разработка методов и аппаратуры для проверки образцовых и рабочих приборов постоянного и переменного тока являлась одной из основных задач ВНИИМ. Многолетний опыт показал, что одним из лучших методов точного измерения тока, напряжения и мощности при проверке показывающих приборов является метод термоэлектрического компарирования — сравнения с помощью термопреобразователя переменного тока с эквивалентным по действию постоянным током [1]. На основе этого метода был создан ряд комплектов установок, включающих в себя необходимую аппаратуру и источник питания. Начало было положено разработкой установок типа УППТ-1 для проверки амперметров и вольтметров [2] с термоэлектрическим компаратором, в котором был использован специально изготовленный вакуумный термопреобразователь высокой чувствительности. Впоследствии была разработана установка типа УВ [3] с термоэлектрическим компаратором тока, напряжения и мощности, в которой измерение мощности с достаточно высокой точностью стало возможным благодаря применению (созданных также во ВНИИМ) многоэлементных термопреобразователей, обладающих высокой степенью квадратичности вольт-амперной характеристики. Дальнейшими работами были решены вопросы измерения мощности при малых значениях $\cos \varphi$ [4] и измерения весьма малых значений переменных токов и напряжений в диапазоне частот до 200 кГц [5].

Технические данные образцовых измерительных установок ВНИИМ и установок, выпускаемых серийно промышленностью, приведены в табл. 1. Из них установка У1133 является промышленной модификацией установки УВ-2 и несколько уступает ей по диапазону измеряемых величин и по точности. Наиболее совершенной из созданных за последнее время является установка УКТЭ-1 [6], выполненная всего в двух экземплярах.

Таблица 1

Тип установки, изготовитель	Пределы измерения			Погрешность измерений, %	Диапазон частот, гц
	по току, а	по напряжению, в	по мощности, вт		
УППТ-1, ВНИИМ	0,04—10	0,2—300	—	0,1	40—20 000
УВ-2, ВНИИМ	0,025—10	1—300	0,0025—3000 $\cos \varphi = 0,1—1$	0,05—0,2	40—20 000
У1133, ЗИП	0,025—10	1—300	0,025—3000 $\cos \varphi = 1,0$	0,05—0,2	40—20 000
УКТЭ-1, ВНИИМ	0,025—25	0,5—600	0,0012—15 000 $\cos \varphi = 0,1—1,0$	0,01—0,2	40—20 000
УПМА-2, ВНИИМ	0,00002—0,02	0,01—15	0,0012—15 000 $\cos \varphi = 0,1—1,0$	1,0—0,2	40—20 000
Установка фирмы «Пауль Герц» (Австрия)	0,05—100	30—600	60—600 а 0,1—25 а $\cos \varphi = 1$	0,025—0,2	50—3000

Необходимость создания и освоения серийного выпуска аппаратуры, обладающей большей точностью, более широкими пределами измеряемых величин и охватывающей большее число их видов, стала за последние годы вполне очевидной. Это ясно из сопоставления технических данных установок (табл. 1) и наиболее точных приборов непосредственной оценки постоянного и переменного тока. Весьма существенным оказался вопрос усовершенствования процесса измерения и повышения его производительности при выполнении массовых поверочных работ.

Поэтому в течение последних лет ВНИИМ совместно с Краснодарским заводом измерительных приборов (ЗИП) выполнил работу по созданию универсальной измерительной установки типа УВАФ-1, отвечающей требованиям современной промышленности и поверочной практики. Установка должна была обеспечивать поверку показывающих приборов — амперметров, вольтметров, ваттметров (включая и малокосинусные) и электромеханических фазометров высших классов точности, выпускаемых промышленностью для диапазона частот $40 \text{ гц} + 20 \text{ кгц}$, а также приборов постоянного тока. Для ускорения процесса поверки необходимо было использовать полуавтоматический потенциометр, позволяющий непосредственно отсчитывать поправки поверяемого прибора.

Конструкцию установки следовало рассчитать на возможность работы одного поверителя.

Анализ возможных принципиальных и конструктивных решений привел к выводу о целесообразности выполнения установки в виде двух стендов.

Один стенд должен был содержать все элементы, необходимые для компарирования неизвестного значения переменного тока с эквивалентным ему по действию на преобразователь значением постоянного тока, и второй — все элементы, необходимые для точного измерения постоянного тока и для поверок приборов постоянного тока.

Стенд постоянного тока выпускает завод ЗИП независимо от стенда переменного тока как поверочную установку с полуавтоматическим потенциометром постоянного тока.

Для достижения указанных выше точностей измерения возникают повышенные требования к источникам питания переменного тока, которые, наряду с достаточной мощностью (до 120 вa), должны обеспечивать высокую стабильность выходных параметров ($0,02\%$ за время измерения), их малые нелинейные искажения и высокую плавность регулирования. Этим условиям в большей степени отвечают уже известные [7] источники питания. Опыт их создания учтен при разработке новых источников, в конструкцию которых введены некоторые изменения, значительно улучшающие их эксплуатационные качества.

Ниже рассматриваются особенности принципиальных решений и приводятся результаты исследований установки УВАФ-1 (рис. 1). Основным элементом ее является термоэлектрический компаратор КТЭ-2, с помощью которого поверяют амперметры A_x , вольтметры V_x , ваттметры W_x и фазометры φ_x .

Цели тока и напряжения компаратора и поверяемых приборов питаются от генератора звуковой частоты ГЗ через усилители мощности УМ₁ и УМ₂. Для удобства работы усилителями мощности управляют с помощью расположенных на измерительном стенде блоков БУП₁ и БУП₂. Анодные и накальные цепи усилителей и генератора питаются от специальных стабилизированных выпрямителей БП₁, БП₂ и БП₃. Магазин емкости МЕ служит для компенсации индуктивной составляющей напряжения нагрузки. Амперметр А и вольтметр V являются контрольными приборами.

В установке использован известный и применявшийся ранее принцип одновременного сравнения измеряемого переменного тока с эквивалентным ему постоянным током. При этом термоэлектрический компаратор включают сначала в цепь переменного тока (положение I переключателя П) и с его помощью фиксируют значение измеряемой величины. Затем компаратор включают в цепь постоянного тока (положение II переключателя П), регулируя который устанавливают его значение в цепи компаратора, равное зафиксированному ранее на переменном токе. Постоянный ток измеряют компенсационным методом. Таким путем в рассматриваемой

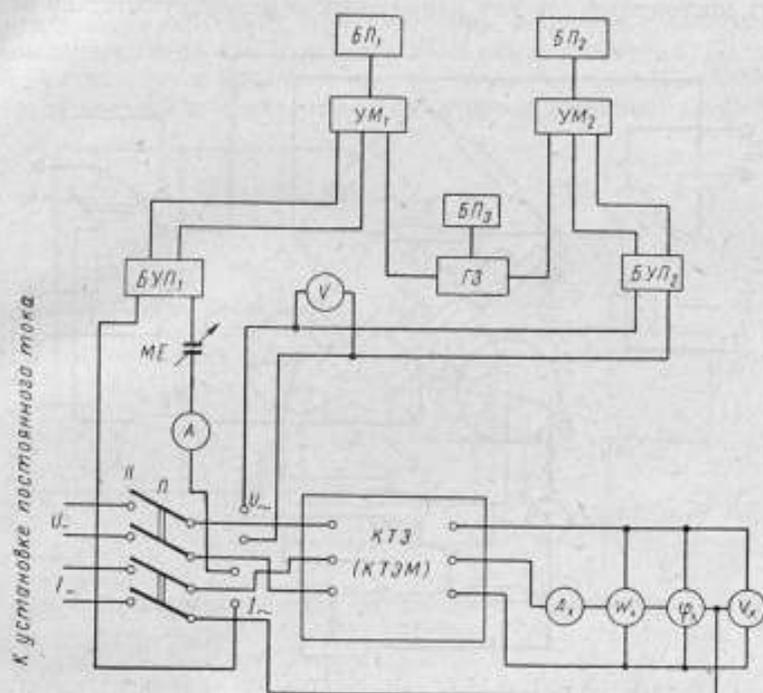


Рис. 1. Принципиальная схема установки переменного тока типа УВАФ-1.

установке измеряют ток, напряжение и мощность. Коэффициент мощности измеряют и воспроизводят иным способом [8], анализ которого приводится далее.

Термоэлектрический компаратор, как указывалось выше, является центральным узлом установки. Поскольку она имеет весьма широкие пределы измерения переменного тока, от $0,1 \cdot 10^{-3}$ до 25 а, и при измерении малых значений тока возникает ряд особенностей принципиального и конструктивного характера, были разработаны два термоэлектрических компаратора: КТЭ — для измерения тока, напряжения и мощности в диапазоне средних значений этих величин, и КТЭМ — для измерения малых токов, напряжений и мощности.

С помощью компаратора КТЭ измеряют ток в пределах $10 \cdot 10^{-3} - 25$ а, напряжение $0,5 - 600$ в и мощность при тех же значениях тока и напряжения и номинальном $\cos \varphi = 0,1 - 1$. Теория термоэлектрических компараторов тока, напряжения и мощности подробно рассмотрена в ряде работ [1, 3], поэтому в данной статье мы остановимся на кратком рассмотрении лишь компараторов установки УВАФ-1. Принципиальная схема компаратора КТЭ показана на рис. 2. Наличие двух термопреобразователей,

включенных по мостовой схеме, обусловлено применением суммо-разностного метода с последующим квадратичным преобразованием, что необходимо при измерении мощности [1, 3].

При измерениях тока или напряжения измеряемую величину (I_{\sim} , U_{\sim}) подводят к соответствующим зажимам компаратора через шунт $R_{ш}$ или добавочное сопротивление $R_{д}$, служащих для расширения пределов измерения. Возникающая при этом т. э. д. с. на выходе термопреобразователей T_1 и T_2 , термопары которых включены согласно, фиксируется упрощенным потенциометром постоянного тока. Затем к компаратору подводят постоянные ток или напряжение и регулируют их до восстано-

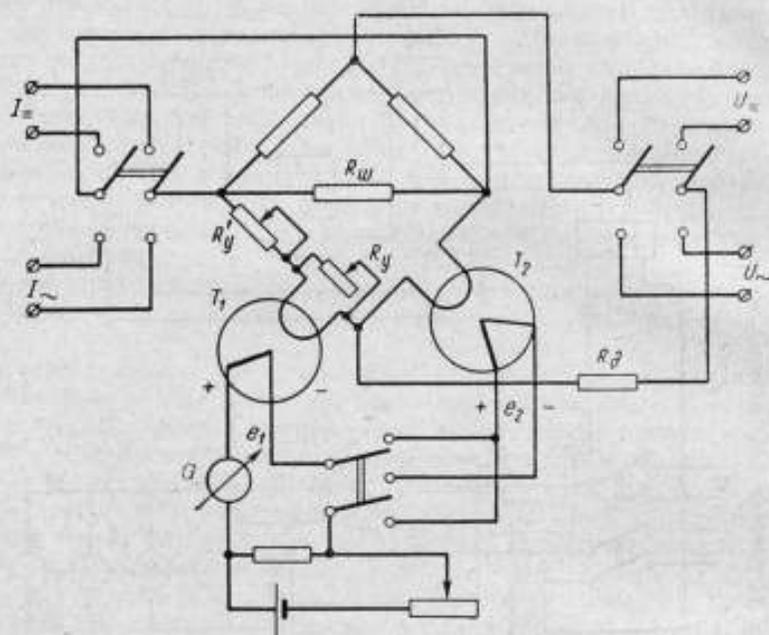


Рис. 2. Принципиальная схема компаратора для измерения в среднем диапазоне значений измеряемых величин.

вления прежнего значения т. э. д. с. Измеренное при этом значение постоянного тока (напряжения) принимают равным действующему значению переменного тока (напряжения).

Для измерения мощности к компаратору подводят ток и напряжение исследуемой цепи. Т. э. д. с. e_1 и e_2 на выходе термопреобразователей T_1 и T_2 в этом случае определяются как

$$e_1 = \frac{k_1}{T} \int_0^T (i_u + i_i)^2 dt, \quad e_2 = \frac{k_2}{T} \int_0^T (i_u - i_i)^2 dt, \quad (1)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты, зависящие от конструкции термопреобразователей, сопротивления, свойств материала нагревателей и свойств термопар;

i_u , i_i — мгновенные значения токов в нагревателях термопреобразователей, пропорциональные напряжению и току в измерительной цепи соответственно.

Известно, что при идентичности термопреобразователей, т. е. при $k_1 = k_2 = k$ и встречном включении терморпар, разностная т. э. д. с. пропорциональна средней мощности:

$$\Delta e = e_1 - e_2 = \frac{k}{T} \int_0^T 4i_u i_i = 4kI_u I_i \cos(I_u I_i) = 4kk_i k_u IU \cos \varphi,$$

где k_i, k_u — коэффициенты масштабного преобразования цепей тока и напряжения [1].

Процесс компарирования при измерении мощности аналогичен процессу компарирования при измерении тока или напряжения. На постоянном токе в этом случае измеряют напряжение и ток, уменьшенный в соответствии со значением $\cos \varphi$ цепи. Таким путем измеряют мощность при

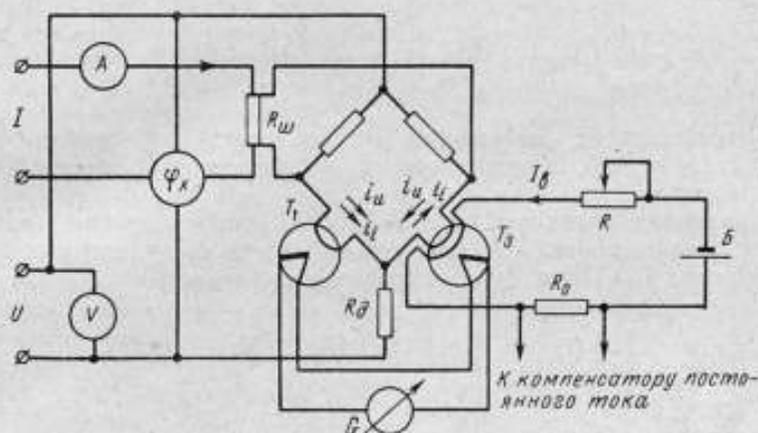


Рис. 3. Принципиальная схема преобразователя мощности при поверке фазометров.

номинальных значениях $\cos \varphi$, не меньших 0,5, так как при более низких значениях $\cos \varphi$ чувствительность компаратора уменьшается, и начинает сильнее сказываться влияние неквадратичности преобразователей, что приводит к снижению точности. Поэтому для измерения мощности при значениях $\cos \varphi < 0,5$ и поверки малокоинусных ваттметров использован метод равных температур [4]. С этой целью в цепь компаратора вместо термопреобразователя T_2 вводят специальный термопреобразователь (T_2 на рис. 3), имеющий два нагревателя — основной и вспомогательный. Вспомогательный нагреватель электрически изолирован от основного и включен в цепь, питаемую постоянным током. Ток в этой цепи, необходимый для получения нулевой т. э. д. с. встречно включенных терморпар, пропорционален мощности. Применение способа равных температур, при котором термоэлектрический преобразователь мощности работает в нулевом режиме, значительно повышает чувствительность при некотором снижении требований к строгой квадратичности вольт-амперных характеристик термопреобразователей. Схемное и конструктивное решение компаратора лишь незначительно отличаются от компаратора в ранее разработанной установке УКТЭ [6].

Одной из особенностей разработанной установки УВАФ-1, отличающей ее от уже имеющихся, является воплощение в ней метода воспроизведения и измерения коэффициента мощности, основанного на определении его как отношения активной и максимальной мощности цепи. При этом

оказалось возможным использовать термоэлектрический преобразователь мощности, работающий в нулевом режиме и уже применяемый в установке для поверки малокосинусных ваттметров.

Принципиальная схема воспроизведения коэффициента мощности с помощью термоэлектрического преобразователя мощности, по которой осуществляется градуировка и поверка однофазных электромеханических фазометров, показана на рис. 3. Амперметр A и вольтметр V служат для поддержания неизменности тока и напряжения в цепи поверяемого фазометра φ_x и преобразователя мощности. В цепь вспомогательного нагревателя введено образцовое сопротивление R_0 .

При наличии тока I_n во вспомогательном нагревателе и выполнении термопреобразователей (основной нагреватель — термонара) идентичными т. э. д. с. e_1 и e_2 на выходе каждого из них соответственно будут равны

$$e_1 = \frac{k}{T} \int_0^T (i_u + i_i)^2 dt, \quad e_2 = \frac{k}{T} \int_0^T (i_u - i_i)^2 dt + k_3 I_n^2,$$

где k — коэффициент, зависящий от сопротивления дополнительного нагревателя, конструкции и характеристики термопреобразователя.

Устанавливая определенное значение I_n , можно добиться равенства т. э. д. с. термопреобразователей, что соответствует нулевому показанию гальванометра G . Тогда будет справедливо равенство

$$\frac{k}{T} \int_0^T (i_u + i_i)^2 dt = \frac{k}{T} \int_0^T (i_u - i_i)^2 dt + k_3 I_n^2.$$

Переходя к действующим значениям тока и выполняя некоторые преобразования, из последнего равенства получим

$$I_n^2 = \frac{4k_3}{k_1} I_1 I_u \cos(\angle I_u I_1). \quad (3)$$

Если поддерживать неизменными ток и напряжение цепи и предположить, что преобразователь мощности не имеет угловой погрешности, то квадрат тока во вспомогательном нагревателе будет пропорционален косинусу угла сдвига фаз токов.

Из выражения (3) следует, что значению $\cos \varphi = 1$ соответствует максимальный ток во вспомогательном нагревателе $I_{n \max}$. Действительное значение $\cos \varphi_d$, следовательно, можно определить как

$$\cos \varphi_d = \left(\frac{I_n}{I_{n \max}} \right)^2. \quad (4)$$

Вспомогательный ток измеряют потенциометром постоянного тока по падению напряжения на образцовой катушке R_0 .

В случае измерения коэффициента мощности (поверки фазометров) сначала определяют значение $I_{n \max}$, затем при неизменных токах и напряжении и нулевом показании гальванометра измеряют значения I_n , соответствующие каждой отметке шкалы поверяемого фазометра. Действительное значение $\cos \varphi_d$ находят по формуле (4). При воспроизведении коэффициента мощности (градуировке фазометров) по предварительно найденному значению $I_{n \max}$ на основании выражения (4) вычисляют значения I_n , соответствующие требуемым $\cos \varphi$. С помощью компенсатора постоянного

тока устанавливают каждое из найденных значений I_n и, регулируя сдвиг фаз в цепи, достигают нулевого показания гальванометра, при наличии которого на шкалу градуируемого прибора наносят нужную отметку.

Все рассмотренные виды измерений осуществляют с помощью компаратора мощности с весьма малыми угловыми погрешностями (см. ниже).

Известно, что погрешность измерения тока, напряжения и мощности с помощью термоэлектрического компаратора определяется погрешностью измерения постоянного тока и погрешностью компарирования. Последняя зависит от свойств термопреобразователя, а именно — от способности его одинаково реагировать на действие равных значений постоянного и переменного тока.

Погрешность компарирования в термоэлектрическом компараторе может возникнуть вследствие наличия остаточных реактивностей элементов цепи компаратора и масштабных преобразователей (шунтов и добавочных сопротивлений), их нестабильности, зависимости т. э. д. с. от полярности постоянного тока в нагревателе термопреобразователей, а также от недостаточной чувствительности нулевого указателя в цепи терморпар. В разработанной установке приняты все меры для снижения влияния этих источников погрешностей.

Погрешность метода измерения коэффициента мощности, как показывает анализ выражения (4), имеет ряд дополнительных источников и зависит от неточности определения действительных значений входящих в него величин, от неточности поддержания неизменными тока и напряжения в процессе измерения и от угловой погрешности компаратора. Если пренебречь последней составляющей, то выражение погрешности $\Delta_1 \cos \varphi$ определения коэффициента мощности, вызываемой указанными причинами, можно представить в виде

$$\Delta_1 \cos \varphi = 2 \cos \varphi \sqrt{2\gamma_{I_n} + \frac{1}{16}(\gamma_I^2 + \gamma_U^2)}, \quad (5)$$

где γ_{I_n} , γ_I , γ_U — относительные погрешности измерения тока во вспомогательном нагревателе и погрешности от нестабильности тока и напряжения соответственно.

Из выражения (5) очевидно, что погрешность определения коэффициента мощности зависит от измеряемого $\cos \varphi$, достигая максимального значения при $\cos \varphi = 1$, и уменьшается по мере уменьшения последнего.

Погрешность γ_{I_n} измерения вспомогательного тока в установке невелика, так как I_n измеряют компенсационным методом с помощью потенциометра класса 0,005 (являющегося элементом установки постоянного тока У-355). Погрешности γ_I и γ_U поддержания тока и напряжения в процессе измерения составляют примерно 0,05%. Для контроля неизменности тока и напряжения в комплект установки введены показывающие амперметры и вольтметры со световым отсчетом. Нестабильность источников переменного тока не превышает 0,02% в течение времени измерения.

Учитывая указанные выше значения γ_{I_n} , γ_I и γ_U , нетрудно видеть из выражения (5), что погрешность $\Delta_1 \cos \varphi$ при $\cos \varphi = 1$ не превысит 0,05%.

Кроме погрешности, определяемой выражением (5), при измерении коэффициента мощности возникают специфические погрешности, присущие преобразователям мощности, построенным на основе суммо-разностного метода с квадратичным преобразованием. Одним из источников этих погрешностей при измерении $\cos \varphi$ является неидентичность вольт-амперных характеристик термопреобразователей, что в формуле (1) выражается неравенством коэффициентов k_1 и k_2 . Например, для случая измерения

коэффициента мощности при условии, что $k_1 = k$ и $k_2 = k + \Delta k$, погрешность $\Delta_2 \cos \varphi$ от несовпадения характеристик термопреобразователей имеет вид

$$\Delta_2 \cos \varphi = \gamma_{\Delta k} \left[\frac{k_1^2 U_-^2 + k_2^2 I_-^2}{4kk_U k_I U_- I_-} - \frac{1}{2} \cos \varphi \right], \quad (6)$$

где U_- , I_- — действующие значения тока и напряжения в цепи;

$\gamma_{\Delta k} = \frac{\Delta k}{k}$ — относительная погрешность от неравенства коэффициентов k .

Погрешность $\Delta_2 \cos \varphi$ изменяется с изменением $\cos \varphi$, но в основном определяется членом, содержащим квадраты действующих значений тока и напряжения. Так как при нулевом режиме работы преобразователя мощности ток и напряжение поддерживают неизменными, то при малых значениях $\gamma_{\Delta k}$ эту погрешность можно считать практически постоянной для данных U_- и I_- .

Погрешность в измерении мощности и $\Delta \cos \varphi$ вызывается также неравенством токов I_u в нагревателях, пропорциональных приложенному напряжению. Строгое соблюдение квадратичности вольт-амперных характеристик особенно важно при работе преобразователя мощности по принципиальной схеме рис. 2.

Наиболее существенное влияние на погрешность измерения обеих величин при значениях $\cos \varphi$, меньших единицы, оказывает угловая погрешность компаратора мощности. Она обуславливается несоответствием сдвига фаз между током I_i в последовательной и током I_u в параллельной цепях компаратора фазовому сдвигу в исследуемой цепи. Иными словами, наличие угловой погрешности приводит к тому, что $\cos \varphi_d \neq \cos (I_u I_i)$. Очевидно, причинами, приводящими к появлению угловой погрешности, являются остаточные реактивности элементов цепи компаратора. Влияние остаточных реактивностей при $\cos \varphi \ll 1$ больше, чем при измерении тока, напряжения и мощности при $\cos \varphi = 1$, когда оно проявляется только в изменении модулей полных сопротивлений цепи с изменением частоты переменного тока. Нетрудно показать, что погрешность в измерении коэффициента мощности $\Delta_2 \cos \varphi$ вследствие указанной причины определяется как

$$\Delta_2 \cos \varphi = \sin \varphi \sin \omega \tau_s,$$

где τ_s — эквивалентная постоянная времени цепи преобразователя мощности [3].

Максимального значения составляющая погрешности Δ_2 достигает при сдвиге фаз близком к 90° .

Для возможного снижения указанного влияния рассмотренных источников погрешности особое внимание уделено улучшению характеристик элементов сравнения, в качестве которых применены модернизированные многоэлементные термопреобразователи. Обеспечение их малой инерционности, практической независимости т. э. д. с. от направления тока в нагревателе, незначительного отклонения вольт-амперных характеристик от квадратичного закона, достаточно высокой изоляции, малой емкости нагревателя относительно термпары и малой остаточной реактивности цепи нагревателя привели к тому, что погрешность компарирования тока и напряжения при использовании данных термопреобразователей в диапазоне частот $40 \text{ гц} \div 20 \text{ кГц}$ пренебрежимо мала.

В отличие от примененных ранее термопреобразователи с двумя нагревателями имеют идентичные нагреватели, рассчитанные на номинальный

ток, равный 30 ма. Эта особенность конструкции термопреобразователя обусловлена применением его в схеме измерения коэффициента мощности, когда ток во вспомогательном нагревателе меняется в довольно широких пределах в зависимости от измеряемой величины. Для уменьшения влияния изменения внешних условий термопреобразователи герметизированы и помещены в масляную ванну. В табл. 2 приведены технические характеристики разработанных термопреобразователей.

Таблица 2

Технические характеристики термопреобразователей	Термопреобразователи	
	с одним нагревателем	с двумя нагревателями
Номинальный ток нагревателей, ма:		
основного	30	30
вспомогательного	—	30
Т. э. д. с. при номинальном токе, мв	14—15	14—15
Сопротивление нагревателей, ом:		
основного	11,5—12	11,5—12
вспомогательного	—	11,5—12
Сопротивление изоляции, ом:		
между основным нагревателем и термопарой	$1 \cdot 10^9$	$1 \cdot 10^9$
между вспомогательным нагревателем и термопарой	—	$1 \cdot 10^9$
Емкость между нагревателем и термопарой не более, пф	10	10
Отклонение вольт-амперной характеристики от квадратичной, %	0,03	0,03
Зависимость т. э. д. с. от полярности постоянного тока не более, %	0,004	0,004
Инерционность не более, сек	0,3	0,3
Материал:		
нагревателя	Константан	Константан
термопары	Хромель-копель	Хромель-копель

Вопрос получения идентичных вольт-амперных характеристик термопреобразователей в некоторой степени решается применением многоэлементной конструкции. Однако обеспечить создание двух термопреобразователей с одинаковыми вольт-амперными характеристиками не представляется возможным. Поэтому при измерении мощности и $\cos \phi$ пользуются известным [1, 3] приемом совмещения характеристик с помощью сопротивления R_y (рис. 2), включенного параллельно нагревателю термопреобразователя, т. э. д. с. которого больше. Таким путем при условии подобия характеристик достигается совмещение их на некотором рабочем участке с погрешностью порядка 0,001%. Для уравнивания сопротивлений параллельных ветвей преобразователя мощности и тем самым получения равенства токов I_n в нагревателях в одну из указанных ветвей введено регулируемое сопротивление R'_y . Равенство сопротивлений ветвей устанавливается с такой же погрешностью, как и в случае совмещения характеристик.

Поскольку реактивность цепей собственно термопреобразователей достаточно мала (постоянная времени их нагревателей составляет 5×10^{-9} сек), она не оказывает заметного влияния на погрешность компарирования. В значительно большей степени сказывается влияние остаточных реактивностей шунтов и добавочных сопротивлений и реактивности цепей компаратора, вызванной несовершенством монтажа и их взаимным влиянием. К шунтам и добавочным сопротивлениям предъявляется

также требование высокой стабильности коэффициентов преобразования в течение времени компарирования. С этой целью шунты к компаратору и добавочные сопротивления выполнены из марганца. Конструкция их обеспечивает незначительную мощность рассеяния и малое значение постоянных времени сопротивлений (не более $5 \cdot 10^{-8}$ сек). При таких значениях постоянных времени погрешность в определении тока и напряжения при частоте 20 кГц не должна превышать 0,03%. Элементы цепи защищены от действия мешающих емкостных токов путем их экранирования, экраны соединены с вершиной моста, заземленной через емкость.

Весьма существенным для получения заданных точностей, помимо уменьшения составляющих погрешностей измерения, является увеличение чувствительности, плавности регулирования и стабильности источников питания в основных и вспомогательных цепях компаратора. В соответствии с принятой методикой равенство т. э. д. с. при включении термопреобразователей в цепь переменного и постоянного токов устанавливается путем компенсации т. э. д. с. падением напряжения на компенсационном сопротивлении, включенном в цепь уравнивания. С целью повышения чувствительности в качестве нулевого указателя в цепи уравнивания применен автокомпенсационный микровольтаноамперметр типа Р325 с фотоусилителем, порог чувствительности которого $2 \cdot 10^{-8}$ в. Если учесть, что при наименьших значениях измеряемых величин т. э. д. с. преобразователей не менее 0,3 мВ, погрешность, вызванная нечувствительностью нулевого указателя, будет не более 0,001%.

Источником питания цепи уравнивания являются три батареи «Девиз», соединенные параллельно, нестабильность тока питания при этом не более 0,001%. Устройство для регулирования тока в этой цепи выполнено в виде пятидесятилетнего магазина сопротивления, с помощью которого обеспечивается плавность регулирования $0,0005 \pm 0,001\%$.

Перечисленные выше усовершенствования в основном обеспечили получение требуемой точности измерений.

Конструктивно компаратор представляет собой прибор, в котором смонтированы термопреобразователи, добавочные сопротивления цепи напряжения, регулировочные устройства цепи нагревателей и цепи компенсации т. э. д. с., устройство регулирования чувствительности нулевого указателя, переключающие устройства. Внешний вид компаратора среднего диапазона измеряемых величин показан на рис. 4.

Термоэлектрический компаратор для измерения малых значений измеряемых величин (КТЭМ) имеет пределы измерения тока $0,1 \div 20$ мА, напряжения $0,2 \div 2$ в и мощности при тех же значениях тока и напряжения и номинальном $\cos \varphi = 1$.

Метод, положенный в основу компаратора КТЭМ и его схема аналогичны методу и схеме, использованным в компараторе КТЭ. Однако малые значения измеряемых величин определяют ряд отличительных особенностей компаратора КТЭМ.

Задача измерения малых токов и напряжений не могла быть решена применением многоэлементных воздушных термопреобразователей ввиду их недостаточной для данного случая чувствительности. Необходимой чувствительности (порядка 25 дел%) достигают в компараторе КТЭМ, применяя вакуумные термопреобразователи типа ТВБ-1 с номинальным значением тока в нагревателе 1 мА и используя в качестве нулевого указателя в цепи уравнивания микровольтаноамперметр типа Р325. Поскольку т. э. д. с. термопреобразователей типа ТВБ-1, выпускаемых серийно, весьма зависит от полярности тока в нагревателе, отобраны такие преобразователи, у которых указанная зависимость не превышает $\pm 0,01 \div \pm 0,02\%$.

Так как поверяемые микроамперметры, милливольтметры и милливаттметры (обычно электронные) имеют значительно меньшую точность, чем приборы для больших значений измеряемых величин, требования к точности компаратора КТЭМ значительно ниже, чем к точности компаратора КТЭ.

Компаратор КТЭМ предназначен для компарирования мощности лишь при $\cos \varphi = 1$. Минимальное значение тока, измеряемого с помощью этого компаратора, составляет 100 мкА , а напряжения $0,2 \text{ В}$. Пределы измерения до 20 мА и 2 В расширяют с помощью шунтов и добавочных сопротивлений. При таких малых значениях токов и несколько сниженных требованиях к точности оказалось возможным в качестве элементов масштабного пре-

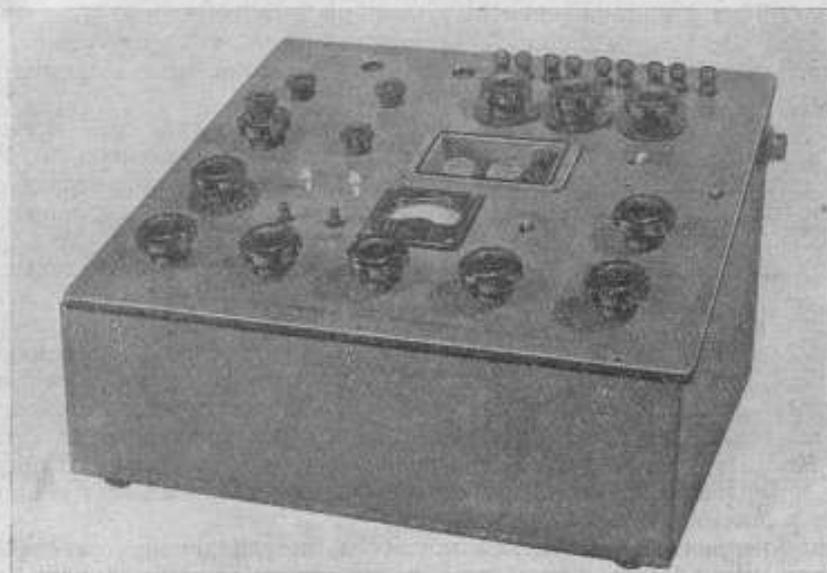


Рис. 4. Термоэлектрический компаратор для измерения в среднем диапазоне значений измеряемых величин.

образования применить непроволочные сопротивления. В данном случае были использованы сопротивления типа БЛП как наиболее стабильные и точные. Это позволило значительно уменьшить частотную погрешность компаратора. Компаратор КТЭМ дает возможность поверять милливольтметры с высокоомным входом с пределами измерения $0,2-500 \text{ мВ}$, при этом на поверяемый вольтметр подают падение напряжения на известном безреактивном сопротивлении, создаваемое током, измеряемым с помощью компаратора. Для обеспечения возможности поверки милливольтметров с указанными пределами измерения в компараторе имеется набор сменных безреактивных ($\tau < 5 \cdot 10^{-8} \text{ сек}$) сопротивлений, выполненных из манганина.

Помимо упомянутых выше источников погрешностей (зависимости т. э. д. с. от полярности тока в нагревателе, частотной погрешности, вызванной реактивностью цепей, погрешности измерения на постоянном токе), при малых значениях измеряемых величин существенное влияние оказывают: емкость монтажа, сопротивление изоляции, наличие мешающих контактных и термо. э. д. с. в цепи термопар.

При измерении тока и напряжения влияние емкостных утечек уменьшают заземлением цепи нагревателя или вершины моста, экранированием термопреобразователей и регулировочных сопротивлений к ним, уменьшением емкости монтажа в цепях тока и напряжения, повышением сопротивления изоляции до 10^{11} ом. Конструкция элементов и монтаж в цепи терморпар выполнены таким образом, что обеспечивают пренебрежимо малые значения паразитных э. д. с. и снижают зависимость от внешних влияний. Как показали исследования компаратора, погрешности измерения тока и напряжения не превышают $0,1-0,2\%$, а мощности — $0,3\%$.

Для питания компаратора КТЭМ оказалось нецелесообразным использовать усилители мощности, применяемые при работе с компаратором КТЭ. Поэтому были специально разработаны усилители с выходной мощностью $1,5$ вт и напряжением на выходе до 2 в. Задающим генератором к данным усилителям является тот же генератор, что и для усилителей большой мощности. Внешнее конструктивное оформление компараторов КТЭМ и КТЭ аналогично.

Выполнение установки в виде двух измерительных стендов — постоянного и переменного токов — позволило исключить взаимное влияние их цепей. Монтаж цепей установки переменного тока также предусматривает их минимальное взаимное влияние и незначительные потери мощности в этих цепях. Для уменьшения активных потерь цепь тока смонтирована проводами (шинами) большего сечения по кратчайшему пути.

Часть цепи тока между компаратором и поверяемым прибором представляет собой коаксиальное соединение, чем уменьшается погрешность от утечки тока через емкость. Остальная часть цепи изготовлена жесткими бифилярно расположенными шинами, что снижает ее индуктивность и уменьшает влияние цепей большого тока на близлежащие цепи малого тока. Монтаж цепи напряжения выполнен с учетом собственного потребления поверяемых приборов и обеспечивает минимальное падение напряжения в потенциальных проводах.

Для уменьшения реактивной мощности, потребляемой установкой и поверяемым прибором, в цепи тока предусмотрен магазин емкости, обеспечивающий компенсацию индуктивности цепей нагрузки.

Частичная автоматизация измерения (применение полуавтоматического потенциометра), удобное расположение аппаратуры и регулировочных устройств на измерительных стендах обеспечивают необходимое повышение производительности работы на установке (рис. 5).

Справа от оператора в установке расположены компаратор КТЭ (или КТЭМ) 2 и генератор ГЗ 5; слева — полуавтоматический потенциометр 1 и переключатели для изменения пределов измерения; здесь же на специальном откидном столике находятся регулировочные устройства источников постоянного тока и напряжения. Поверяемый прибор помещают на стенде переменного тока перед поверителем, а на передней панели стенда находятся все необходимые для работы переключатели.

Блоки управления источников питания 3, включающие в себя переключатели пределов измерения и выходных трансформаторов, расположены в правой части измерительного стенда. Для защиты измерительной цепи установки от излишнего нагрева и вибраций, выходные усилители с блоками питания вынесены в отдельную стойку 4, находящуюся в $1,5-2$ м от измерительного стенда. Для наблюдения за режимом ламп в усилители встроены показывающие приборы.

Усилитель малой мощности для питания компаратора КТЭМ расположен внутри измерительного стенда. Для переключения выходных напряжений генератора ГЗ на вход усилителей большой и малой мощности

служат специальные переключающие устройства в правой части передней панели измерительного стенда.

Экспериментально погрешности установки оценены при комплектной и поэлементной поверке ее для предусмотренных видов измерения.

Для оценки погрешности компарирования при измерении тока в качестве образцового частотно-независимого элемента применены воздушные

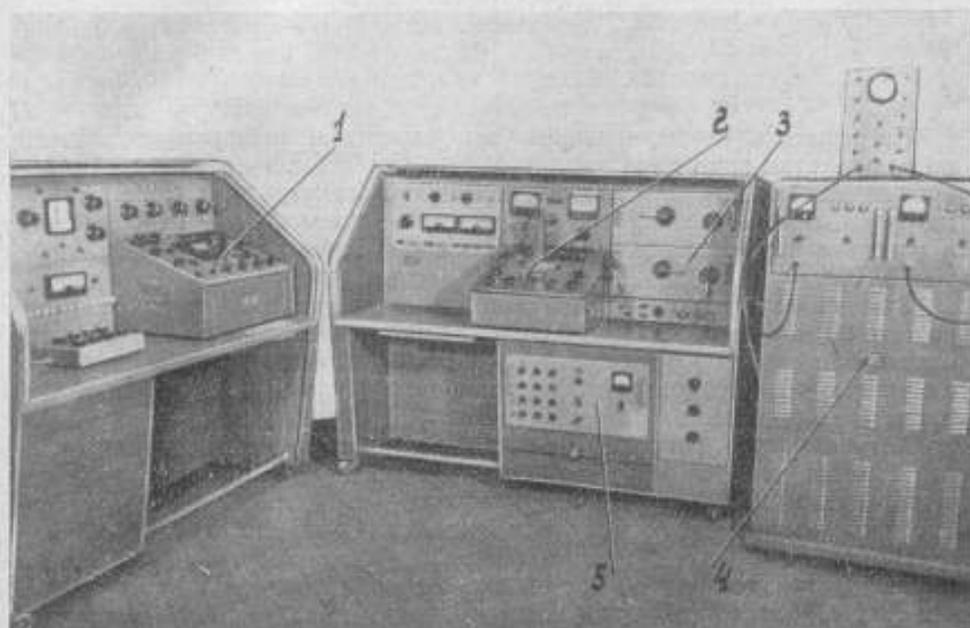


Рис. 5. Внешний вид установки.

нешунтированные термопреобразователи, частотная погрешность которых при частоте 1 Мгц и погрешность от асимметрии не превышают, соответственно, 0,05 и 0,02%. Очевидно, что при частоте 40 кгц погрешность практически отсутствует. Испытания показали, что частотная погрешность компаратора не превышает значений, приведенных в табл. 3.

Погрешность компарирования при измерении напряжения определяли с помощью электростатического вольтметра типа С71 класса 0,05. Частот-

Таблица 3

Номинальный ток, а	25	10	5	2,5	1	0,5	0,25	0,1	0,05	Без шунта
Частотная погрешность компаратора КТЭ при частоте 20 кгц, %	0,03	0,03	0,03	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,01

ная погрешность этого прибора при 500 кгц не превышает 0,05%, следовательно, в диапазоне частот 40 гц ÷ 20 кгц ее можно не принимать во внимание.

Для исключения погрешности вследствие контактной разности потенциалов напряжение при частоте 20 кгц сравнивали с напряжением при

частоте 60 гц. Результаты определения частотной погрешности при изменении напряжения приведены в табл. 4.

Таблица 4

Номинальное напряжение, в	Добавочное сопротивление, ом	Частотная погрешность (%) при	
		20 кГц	40 кГц
500	5×5000	0,02	0,03
300	3×5000	0,02	0,02
100	1×5000	0,02	0,02
100	10×500	0,02	0,02

Погрешность компарирования при измерении мощности оценивали по результатам измерения амплитудной и угловой погрешностей. Амплитудную погрешность определяли с помощью безреактивной калиброванной нагрузки. В качестве частотно-независимого элемента для измерения тока в нагрузке применен воздушный термпреобразователь на номинальный ток 0,75 а.

Как показали измерения, погрешность компарирования мощности при частоте 20 кГц не превышает 0,03%. Угловую погрешность компаратора определяли с помощью калибратора фазы [9]. Достигнув предварительно с помощью неградуированных фазовращателей нулевого сдвига фаз между током и напряжением в цепи компаратора, затем по калибратору фазы приводят его к 90°. При этом отклонение указателя компаратора от нулевой отметки является мерой его угловой погрешности. Результаты испытаний показывают, что значения эквивалентной постоянной времени преобразователя мощности лежат в пределах $(1 \div 10) \cdot 10^{-8}$ сек.

Погрешность метода поверки фазометров определялась на основании экспериментальной оценки отдельных ее составляющих. Установлено, что погрешность разработанного метода при частотах до 10 кГц составляет 0,1 ÷ 0,2%.

Таблица 5

Измеряемая величина	Пределы измеряемой величины	Погрешность измерения, %	Диапазон частот, гц
Постоянный ток, а	$0,3 \cdot 10^{-6} \div 30$	± 0,01	
Напряжение постоянного тока, в	$0,6 \cdot 10^{-2} \div 450^*$	± 0,01	
Мощность постоянного тока, вт	$0,75 \cdot 10 \div 13,5 \cdot 10^{-3}$	± 0,02	
Сопротивление на постоянном токе, ом	$0,001 \div 10^6$	± 0,01	
Переменный ток, а	$20 \cdot 10^{-3} \div 25$ $0,1 \cdot 10^{-3} \div 20 \cdot 10^{-3}$	± 0,02 ÷ 0,04 ± (0,1 ÷ 0,2)	40 ÷ 20 000
Напряжение переменного тока, в	0,5 ÷ 450 0,2 ÷ 2	± 0,02 ÷ 0,04 ± 0,2	40 ÷ 20 000
Мощность переменного тока, вт	$0,05 \div 11,25 \cdot 10^3$ (cos φ = 1) 0,005 ÷ 1125 (cos φ = 0,1)	± 0,04 ÷ 0,08 ± 0,3	40 ÷ 20 000 40 ÷ 10 000
Коэффициент мощности	0 — 1 — 0 при токах 0,1 ÷ 10 а и напряжениях 36 ÷ 500 в	± 0,1 ÷ 0,2	50 ÷ 10 000

* Компаратор КТЭ и конструкция установки обеспечивают сравнение напряжений до 600 в. Отсутствие серийного стабилизатора постоянного напряжения с пределом 600 в ограничивает предел установки постоянного тока типа У355 напряжением 450 в.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что созданная комплектная установка УВАФ-1 отвечает требованиям современной приборостроительной промышленности и метрологической практики.

В табл. 5 даны основные технические и метрологические характеристики установки УВАФ-1, которые показывают ее существенные преимущества по сравнению с разработанной ранее аппаратурой (табл. 1).

К достоинствам установки УВАФ-1 следует отнести не только ее высокую точность и широкий диапазон измеряемых величин, широкую номенклатуру поверяемых приборов, но также и существенное повышение производительности выполняемых на ней работ. Намеченное ЗИП освоение серийного выпуска данной установки позволит значительно повысить точность измерений основных электрических величин в широкой метрологической практике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. М.—Л., Стандартгиз, 1964.
2. Широков К. П. Комплектная установка для проверки амперметров и вольтметров при повышенной частоте переменного тока. «Труды ВНИИМ», вып. 24 (84), М.—Л., Машгиз, 1954.
3. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Установка для проверки амперметров, вольтметров и ваттметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты. «Труды ВНИИМ», вып. 28 (88), М.—Л., Машгиз, 1956.
4. Попов В. С. Измерение мощности способом равных температур. «Электричество», 1958, № 9.
5. Рождественская Т. Б., Теплинский А. М. Термоэлектрический компаратор для измерения малых переменных токов. «Измерительная техника», 1960, № 11.
6. Безикович А. Я., Беляева М. С., Зорин Д. И., Эскин С. П. Установка повышенной точности для проверки амперметров, вольтметров и ваттметров. «Измерительная техника» 1965, № 10.
7. Рождественская Т. Б., Галахова О. П. Применение метода равных температур в термоэлектрическом преобразователе мощности для проверки энергетических фазометров (измерителей $\cos \varphi$). «Рефераты научно-исследовательских работ», сб. № 5, М.—Л., Издательство стандартов, 1965.
8. Зорин Д. И., Эскин С. П. Высокостабильный источник звуковой частоты. Новые научно-исследовательские работы по метрологии, сб. № 4, М.—Л., Изд. стандартов, 1964.
9. Колтик Е. Д., Таубе Б. С., Кулемин А. А. Фазометрическая установка Ф200. «Измерительная техника», 1965, № 8.

Поступила в редакцию
17/11 1967 г.

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОВЕРКИ АМПЕРМЕТРОВ, ВОЛЬТМЕТРОВ И ВАТТМЕТРОВ В ДИАПАЗОНЕ ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

За последнее время получили распространение приборы, предназначенные для электрических измерений в диапазоне инфранизких частот (ИНЧ), т. е. ниже 10 *гц*. Разработка и создание специальной аппаратуры для диапазона ИНЧ обусловлены необходимостью измерения интегральных значений электрических сигналов переменного тока (действующего или среднего для тока и напряжения и среднего для мощности) за минимальное время.

Особенностью приборов, реагирующих на интегральные значения измеряемых величин переменного тока ИНЧ, является использование в измерительной цепи элементов счетно-решающей техники (интеграторов, запоминающих устройств, логических устройств), выполняющих операции конечного интегрирования выражений вида

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} \quad \text{и} \quad X' = \frac{\pi}{\sqrt{2} T} \int_0^{T/2} x dt,$$

где x — мгновенное значение измеряемой величины;
 T — период колебаний измеряемого сигнала.

Контроль качества выпускаемых приборов для диапазона ИНЧ нельзя осуществить без аппаратуры, обеспечивающей определение их погрешностей с достаточной степенью точности.

В течение ряда последних лет во ВНИИМ проводили работы в области поверки электроизмерительных приборов на переменном токе в диапазоне ИНЧ. Был разработан метод поверки, основанный на использовании термоэлектрических компараторов, хорошо зарекомендовавших себя при работе на более высоких частотах.

Новый метод отличается от уже известного [1, 2] тем, что значение т. э. д. с. преобразователя преобразуется в цифровую форму при помощи устройства, основанного на принципе частотной модуляции, а показания компаратора регистрируются счетчиком. Выходным параметром, с помощью которого устанавливается равенство измеряемого переменного тока ИНЧ эквивалентному ему по действию на измерительную цепь компаратора значению постоянного тока, является частота.

Как показано ниже, разработанный метод позволяет поверять приборы диапазона ИНЧ за минимальное время.

Метод компарирования

Значение выходного сигнала измерительного преобразователя 1 (рис. 1), включенного в цепь измеряемого переменного тока ИНЧ, учитывая, что его постоянная времени соизмерима с периодом измеряемого сигнала, можно представить в виде

$$e(t) = e_0 + e_{\sim} \sin 2\omega t, \quad (1)$$

где e_0 и e_{\sim} — соответственно постоянная и переменная составляющие т. э. д. с. измерительного преобразователя;
 ω — круговая частота.

Амплитуда переменной составляющей зависит от постоянной времени термопреобразователя и частоты измеряемого сигнала.

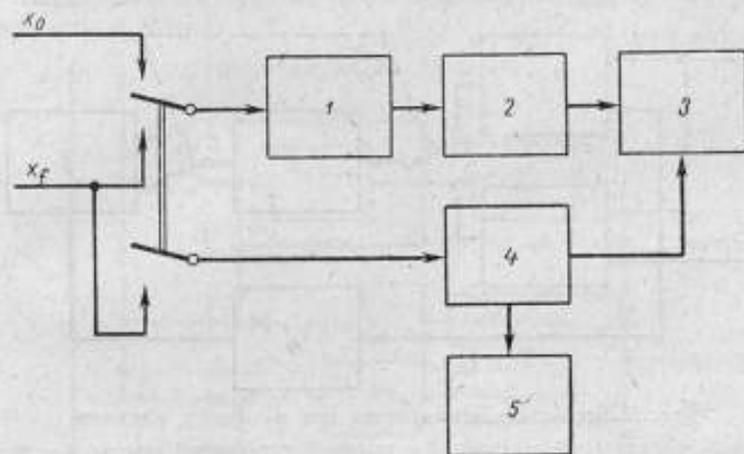


Рис. 1. Блок-схема термоэлектрического компаратора.

1 — измерительный преобразователь; 2 — генератор управляемой частоты с линейной зависимостью частоты следования импульсов от входного напряжения в широком диапазоне изменения последнего; 3 и 5 — счетчики-частотомеры; 4 — коммутирующая цепь.

Пульсирующий сигнал подается на вход генератора управляемой частоты 2. Зависимость частоты следования импульсов от т. э. д. с. можно описать в первом приближении выражением

$$f_r = h e(t), \quad (2)$$

где h — постоянный коэффициент.

Генератор 2 служит для преобразования аналоговой величины в цифровой эквивалент с целью последующего суммирования импульсов в счетчике 3 за один или несколько полных периодов измеряемого сигнала. Число суммированных импульсов в этом случае составит

$$N = h \int_0^T (e_0 + e_{\sim} \sin 2\omega t) dt = h e_0 T_0. \quad (3)$$

Время суммирования, равное одному или нескольким полным периодам измеряемого сигнала, устанавливаются с помощью коммутирующей цепи 4, предназначенной для запуска и остановки в соответствующие моменты времени в счетчике 3 — процесса суммирования и в счетчике 5 — измерения интервала времени от опорного генератора, стабилизированного кварцем.

Время суммирования определяется выражением

$$t_x = \frac{N_n}{f_n}, \quad (4)$$

где N_n — показания счетчика 5;

f_n — частота опорного генератора.

Учитывая выражения (3) и (4), среднюю частоту следования импульсов на выходе генератора 2 за время суммирования можно определить из выражения

$$f_x = \frac{N}{t_x}. \quad (5)$$

При переходе к постоянному току коммутирующую цепь 4 и счетчик 5 отключают, а счетчик 3 переводят в режим работы частотомера.

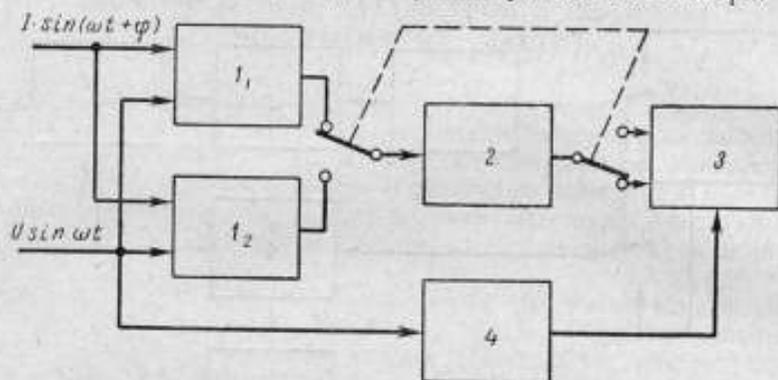


Рис. 2. Блок-схема компаратора при измерении мощности.

t_1 и t_2 — термопреобразователи; 2 — генератор управляемой частоты; 3 — реверсивный счетчик; 4 — коммутирующая цепь.

Постоянный ток регулируют таким образом, чтобы частота следования импульсов генератора 2 была равна $f_0 = f_x$, т. е. чтобы действующие значения переменного и постоянного токов были равны. Постоянный ток измеряют с высокой точностью компенсационным методом.

Разработанный метод компарирования основных электрических величин переменного тока в диапазоне ИНЧ позволяет сократить время установления показаний компаратора на переменном токе самой низкой частоты до одного периода измеряемого сигнала.

Для статического преобразователя мощности с двумя термопреобразователями, включенными в плечи моста и характеризуемыми выходными т. э. д. с. e_1 и e_2 , справедливо соотношение

$$e_1 - e_2 = kUI \cos \varphi,$$

где k — коэффициент пропорциональности;

U — напряжение;

I — ток.

Полярность суммарной т. э. д. с. будет соответствовать знаку произведения.

На частотах ниже единиц герц, когда постоянные времена термопреобразователей соизмеримы с периодом исследуемого сигнала, мгновенная разность $e_1 - e_2$ при фазовом сдвиге, не равном нулю, может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Поэтому при измерении мощности импульсы генератора управляемой частоты суммируют на реверсивном счетчике (рис. 2) последовательно в течение двух периодов

измеряемого сигнала отдельно от каждого термопреобразователя. При переключении входа генератора от одного преобразователя к другому направление счета меняется на обратное*. При подсчете средней частоты по формуле (5) учитывают продолжительность лишь одного периода измеряемого сигнала.

Термоэлектрический компаратор

Принципиальная схема термоэлектрического компаратора построена по принципу уже известного компаратора для измерения мощности, тока и напряжения, в котором применены многоэлементные воздушные преобразователи [3], и отличается наличием интегрирующего устройства, включающего в себя фотокомпенсационный усилитель, генератор управляемой частоты следования импульсов, коммутующую цепь и два счетчика-частотомера типа ЧЗ—4.

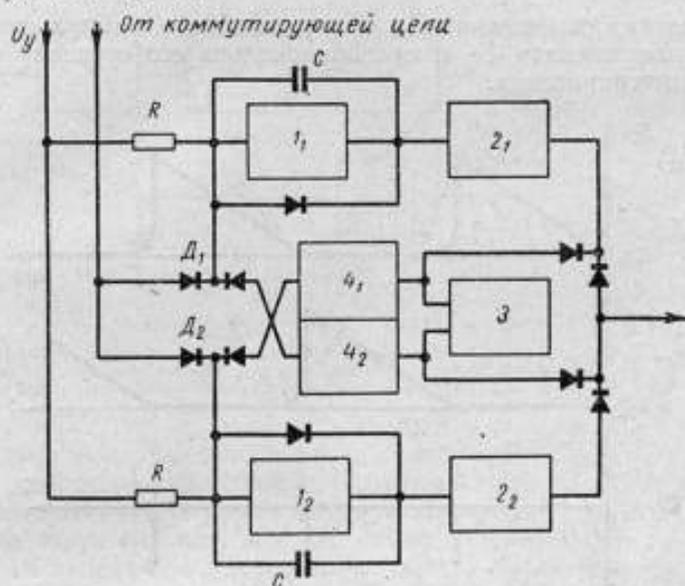


Рис. 3. Блок-схема генератора управляемой частоты.

I_1 и I_2 — интегрирующие усилители; Z_1 и Z_2 — спусковые устройства с катодной связью; Z — триггер; K_1 и K_2 — катодные повторители.

Принцип действия генератора управляемой частоты основан на переменном интегрировании постоянного напряжения отрицательной полярности двумя операционными усилителями, управляемыми спусковым устройством. Работу генератора поясняют блок-схема (рис. 3) и временная диаграмма (рис. 4).

Основными элементами генератора являются интегрирующие усилители I_1 и I_2 , вырабатывающие поочередно пилообразное напряжение. По достижении определенного выходного сигнала E_c одного из усилителей срабатывает спусковое устройство с катодной связью Z [3] и переводит триггер Z в другое устойчивое состояние. Последний включает в работу второй усилитель, а первый приводит в исходное состояние. Затем процесс повторяется. Выходные импульсы возникают всякий раз, когда пилообразное напряжение на выходе того или иного усилителя достигает порога срабатывания E_c спусковых устройств с катодной связью.

Крутизну пилообразного напряжения на выходе интегрирующих усилителей можно выразить отношением

$$\frac{de}{dt} = \frac{U_y + e_g}{RC}, \quad (6)$$

где U_y — напряжение на входе генератора;

e_g — напряжение смещения на сетке лампы.

Частота следования импульсов, пропорциональная крутизне пилообразного напряжения и обратно пропорциональная разности напряжений $E_s - e_g$, равна

$$f_r = \frac{U_y + e_g}{RC(E_s - e_g)}. \quad (7)$$

Как следует из выражения (7), частота следования импульсов линейно связана с напряжением U_y и пропорциональна его среднему значению за время интегрирования.

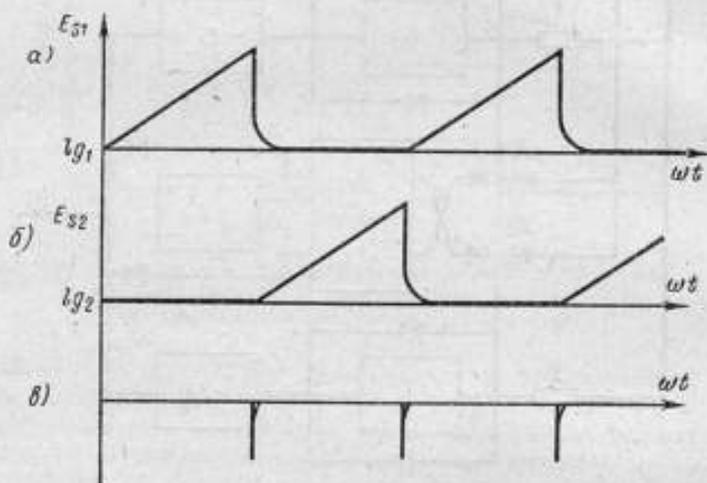


Рис. 4. Временная диаграмма.

Выходные напряжения первого (а) и второго (б) усилителей и выходные импульсы (в).

Так как э. д. с. термопреобразователя при номинальном токе нагревателя не превышает 10—15 мв, а для нормальной работы генератора управляемой частоты необходимо напряжение порядка нескольких вольт, в интегрирующем устройстве предусмотрен гальванометрический усилитель, построенный на базе фотоблока Ф-117 с дополнительным каскадом на усилительной лампе.

Другим компонентом интегрирующего устройства является коммутирующая цепь. Она вырабатывает сигнал для включения и выключения генератора, а также выдает командные импульсы для запуска схемы измерения продолжительности периода измеряемого сигнала, состоящей из стандартных элементов (кварцевого генератора, ключа и счетчика).

Для управления генератором коммутирующая цепь должна вырабатывать отрицательный импульс, снимающий положительный потенциал, подаваемый через диоды D_1 и D_2 на сетки входных ламп обоих интегрирующих усилителей.

Усилитель 1 коммутирующей цепи (рис. 5) и спусковое устройство 2 вырабатывают напряжение прямоугольной формы, начальные и конечные фронты которого совпадают с прохождением измеряемого сигнала через нуль. Прямоугольное напряжение дифференцируется, детектируется и подается на схему совпадения 3. При включении компаратора в работу триггер 5 переводится в другое состояние, открывая цепь через схему совпадения. С выхода схемы 3 импульсы подаются на пересчетную схему 4, коэффициент деления которой выбирают в зависимости от необходимого для измерения числа периодов измеряемого сигнала. С выхода пересчетной схемы отрицательный импульс, продолжительность которого равна целому числу периодов, через цепь развязки подается на генератор управляемой частоты. Одновременно упомянутый отрицательный импульс дифференцируется и подается на триггер 5, перебрасывая его в первоначальное состояние и разрывая этим цепь в схеме совпадения 3.

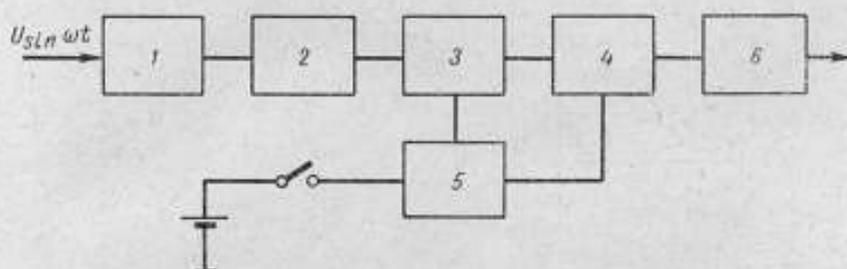


Рис. 5. Блок-схема коммутирующей цепи.

1 — усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления; 2 — спусковое устройство с катодной связью; 3 — схема совпадения; 4 — пересчетная схема; 5 — триггер с двумя устойчивыми состояниями; 6 — цепь развязки.

Для получения высокой степени линейности коэффициента преобразования генератора управляемой частоты необходимо, чтобы интегрирующие усилители (рис. 6) имели большой коэффициент усиления и ровную частотную характеристику в полосе частот до мегагерца.

В схеме генератора управляемой частоты применены однокаскадные усилители с положительной обратной связью с выхода катодного повторителя L_3 (L_{17}) на катод L_2 (L_{16}). Потенциометр R_1 (R_2) служит для регулировки коэффициента усиления при смене ламп.

Генератор управляемой частоты в комплекте с гальванометрическим усилителем обеспечивает линейность коэффициента преобразования порядка 0,1%.

Для уменьшения влияния на точность измерения дрейфа усилителя постоянного тока в коммутирующей цепи на его вход подают сигнал порядка 20 в непосредственно с генератора синусоидальных колебаний ИЧ, минуя усилители мощности. После прогрева прибора в течение 1 ч дрейф, приведенный ко входу, не превышает 10 мв/ч.

Конструктивно интегрирующее устройство выполнено в виде двух отдельных блоков (рис. 7), в одном из которых размещены генератор управляемой частоты, коммутирующая цепь и гальванометрический усилитель, а во втором — блок питания анодных цепей и цепей накала.

На передней панели интегрирующего устройства размещены: рукоятки переключателей диапазонов и плавной регулировки коэффициента преобразования генератора управляемой частоты, переключатель рода работы, входные зажимы генератора и коммутирующей цепи, контрольный микроамперметр, а также коаксиальные и штепсельные разъемы выходов гене-

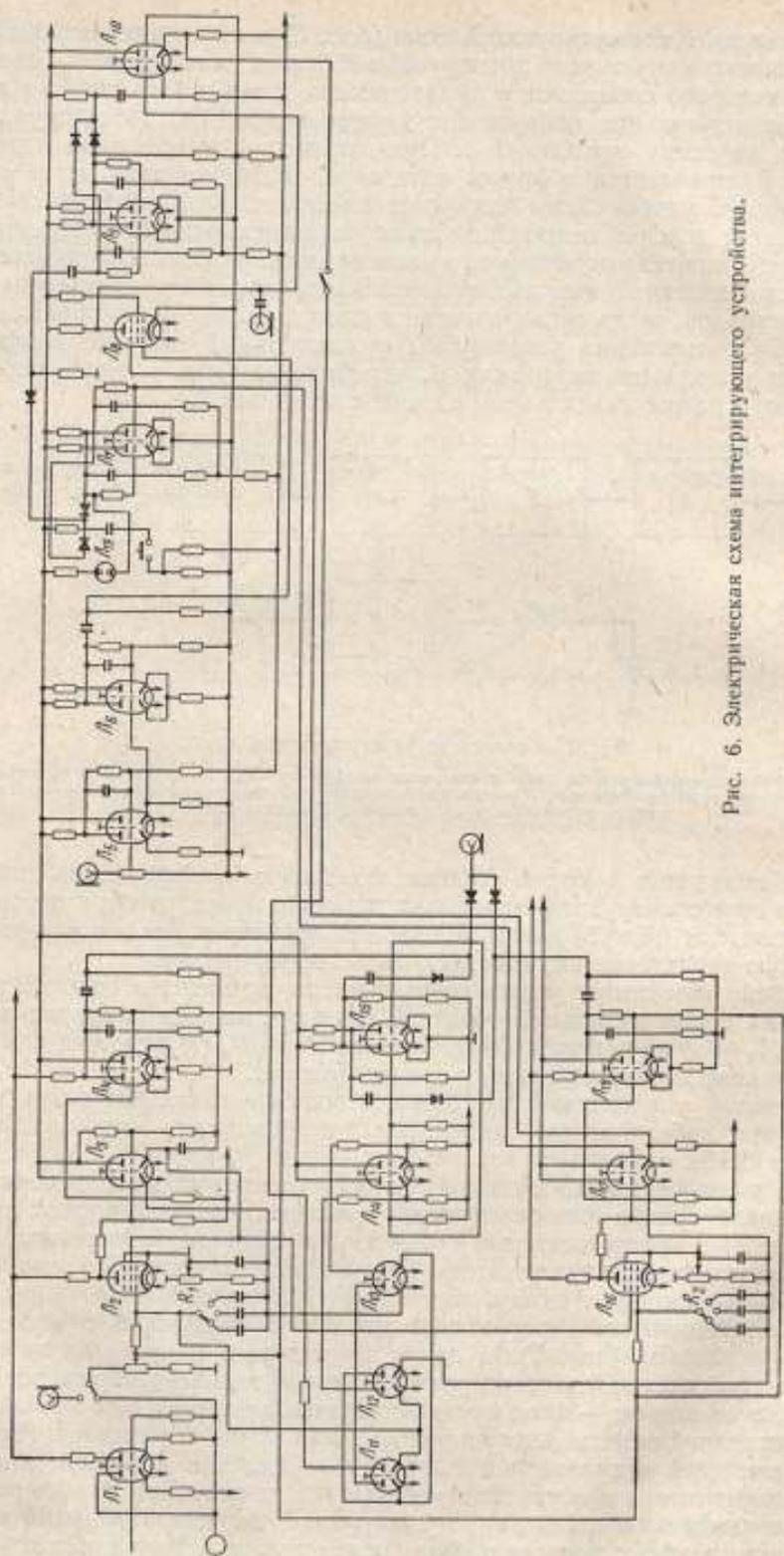


Рис. 6. Электрическая схема интегрирующего устройства.

ратора, коммутирующей цепи и цепей питания. С внешней задней стороны расположены в специальном кожухе фотоблок гальванометрического усилителя, выведены его входные зажимы и ручка для регулировки нуля.



Рис. 7. Внешний вид интегрирующего устройства.

Погрешности метода

Рассмотрим погрешности, вызываемые специфическими особенностями работы компаратора в диапазоне ИНЧ. Они возникают, во-первых, из-за работы термопреобразователя в динамическом тепловом режиме, и, во-вторых, вследствие чисто электрических явлений, вызывающих погрешность интегрирующего устройства. Предположение, что условия работы компаратора обеспечивают исключение влияния изменения температуры и влажности окружающего воздуха и местного нагрева под действием излучений, дает возможность прийти к выводу, что возможны следующие причины возникновения погрешностей:

- 1) изменения при циклических колебаниях температуры нагревателя условий теплообмена в термопреобразователе вследствие его малой тепловой инерции;
- 2) нелинейность коэффициента преобразования генератора управляемой частоты следования импульсов;
- 3) дрейф усилителя постоянного тока в коммутирующей цепи;
- 4) наличие на выходе гальванометрического усилителя переменной составляющей промышленной частоты 50 гц.

Рассмотрим эти погрешности.

1. Зависимость от температуры коэффициента теплопроводности материала нагревателя, концов термпар, окружающего воздуха (для воздуш-

ных термопреобразователей), потерь тепла за счет излучения, а также нелинейность температурных характеристик термодатчиков приводят к нарушению квадратичного закона вольт-амперных характеристик термопреобразователей.

При включении термопреобразователя в цепь переменного тока ИНЧ вследствие соизмеримости его постоянной времени и продолжительности периода измеряемого тока возникают колебания температуры нагревателя с удвоенной частотой [1], а вместе с температурой — колебания т. э. д. с. на его выходе. Из-за изменения с колебаниями температуры условий теплоотдачи в различные моменты времени среднее значение т. э. д. с. за целое число полных периодов измеряемого сигнала не будет равно т. э. д. с., полученной при включении термопреобразователя в цепь эквивалентного постоянного тока, и возникает погрешность компарирования.

Как уже ранее было отмечено, в компараторе используют многоэлементные воздушные термопреобразователи, обладающие вольт-амперными характеристиками с малой степенью отклонения от квадратичного закона.

В работе [4] показано, что вольт-амперные характеристики многоэлементных термопреобразователей аппроксимируются с большой степенью точности двучленом вида

$$e = mI^2 - nI^3,$$

где m и n — постоянные коэффициенты для данного преобразователя.

Соотношение, определяющее относительную погрешность термопреобразователей при работе в диапазоне ИНЧ, имеет вид

$$\gamma_n = -\frac{0,187nI^3}{2e_0 \sqrt{1 + 4\omega^2\tau^2}} \cdot 100\%, \quad (8)$$

где e_0 — т. э. д. с. при эквивалентном постоянном токе;

τ — постоянная времени термопреобразователя.

Экспериментальная проверка формулы (8) подтвердила справедливость ее. Погрешность определяли в диапазоне 0,1—10 гц, т. е. в полосе частот, где амплитуда температурных колебаний под воздействием переменного тока ИНЧ практически изменяется от максимальной, равной средней температуре нагревателя, до нуля.

В результате исследований установлено, что максимальная погрешность компарирования, возникающая при динамическом тепловом режиме, не превышает — 0,02%.

2. Зависимость частоты следования импульсов генератора управляемой частоты от входного напряжения на рабочем участке характеристики с достаточной степенью точности можно записать в виде

$$f_r = f_n + h_1 U_y + g U_y^2, \quad (9)$$

где f_n — начальная частота,

h_1 и g — параметры характеристики.

Напряжение, подаваемое на вход генератора, имеет вид

$$U_y(t) = U_0 + U_- \sin 2\omega t. \quad (10)$$

Подставляя выражение (10) в (9), определяем среднюю частоту импульсов за целое число периодов измеряемого сигнала

$$f_{r, \text{cp}} = f_n + h_1 U_0 + g U_0^2 + \frac{g}{2} U_-^2. \quad (11)$$

Отсюда относительная погрешность, обусловленная нелинейностью коэффициента преобразования генератора, будет

$$\gamma_r = \frac{gU_{\text{вх}}^2}{2f_{r,0}} \cdot 100\%, \quad (12)$$

где $f_{r,0}$ — частота при постоянном напряжении на входе генератора, эквивалентном напряжению переменного тока.

Как видно из формулы (12), погрешность от нелинейности коэффициента преобразования генератора зависит от квадрата амплитуды переменной составляющей входного напряжения и параметра g характеристики генератора.

Частотная характеристика генератора управляемой частоты была определена экспериментально с помощью потенциометра Р308 завода ЗИП с делителем напряжения Р35, обеспечивающим точность измерения порядка $\pm 0,01\%$. Частоту импульсов измеряли частотомером типа ЧЗ-4. Параметры характеристики $h_1 = 30, 180$ и $g = 0,00023$ определены методом наименьших квадратов.

С целью экспериментальной проверки выражения (12) находили среднюю частоту генератора при входном пульсирующем напряжении. Напряжение батареи во время эксперимента поддерживали постоянным. Частота генератора составляла 100 гц. Выходные импульсы генератора суммировали за 10 сек.

Относительную погрешность в зависимости от амплитуды переменной составляющей определяли при постоянном входном напряжении, уровень которого составлял 50 в. Результаты испытаний, а также расчетные значения погрешности приведены в таблице. Эксперимент показал, что максимальное значение погрешности не превышало $\pm 0,04\%$.

$U_{\text{вх}}, \text{ в}$	$f_{r, \text{ср}}, \text{ гц}$	$f_{r, 0} - f_{r, \text{ср}}, \text{ гц}$	Погрешность $\gamma_r, \%$	
			расчетная	экспериментальная
0	1509,7	—	—	—
10	09,7	—	+0,001	—
20	09,8	0,1	+0,002	—
30	09,9	0,2	+0,003	+0,01
40	10,0	0,3	+0,016	+0,02
50	10,3	0,6	+0,03	+0,04

3. Дрейф усилителя постоянного тока в коммутирующей цепи возникает вследствие изменений напряжения накала и источника анодного питания. Это приводит к нарушению постоянства уровней срабатывания коммутирующей цепи, т. е. продолжительность отрицательного импульса, вырабатываемого коммутирующей цепью, при этом не равна продолжительности целого числа периодов измеряемого сигнала. Как показано на рис. 8, дрейф вызывает изменение интервала интегрирования, определяемого углом коммутации ψ .

Рассмотрим влияние угла коммутации на погрешность компарирования. Принимая, что зависимость частоты генератора от входного напряжения можно выразить через

$$f_r = h_1 U_y \quad (13)$$

и подставляя выражение (10) в (13), определяем среднюю частоту $f_{г. ср}$ за время интегрирования, равное $T + \psi$:

$$f_{г. ср} = h_1 U_0 + \frac{h_1}{2} U_{\sim} \sin \psi, \quad (14)$$

где $\psi = \arcsin \frac{U_{др}}{U_{\max}}$,

$U_{др}$ — дрейф, приведенный ко входу усилителя;

U_{\max} — амплитуда сигнала на входе коммутирующей цепи.

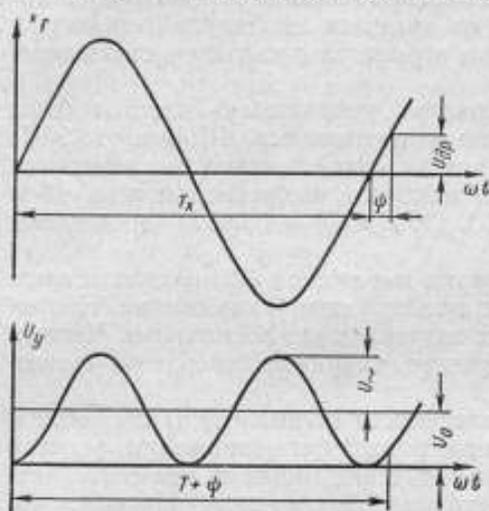


Рис. 8. Влияние дрейфа на интервал интегрирования.

Относительная погрешность компарирования вследствие дрейфа усилителя постоянного тока равна

$$\gamma_{\psi} = \frac{h_1 U_{\sim} \sin \psi}{2 f_{г. ср}}. \quad (15)$$

При амплитуде сигнала на входе коммутирующей цепи порядка 20 в и дрейфе за один период измеряемого сигнала, не превышающем 10 мв, угол коммутации $\psi = 2^\circ$. При этом $\gamma_{\psi} \approx \pm 0.05\%$.

4. В гальванометрическом усилителе с дополнительным каскадом на электронной лампе на выходе имеется напряжение наводки промышленной частоты 50 гц вследствие инерции его механической системы. Избавиться от этого чрезвычайно трудно и у большинства гальванометрических усилителей амплитуда наводки дости-

гает нескольких десятых процента от номинального выходного сигнала. В общем случае эта наводка некогерентна по частоте с измеряемым сигналом, что приводит к возникновению погрешности компарирования, значение которой зависит от амплитуды наводки и угла $n\alpha$ (рис. 9).

При наличии наводки значение выходного напряжения гальванометрического усилителя можно представить в виде

$$U_y = U_0 + U_{\sim} \sin 2\omega t + U_{\delta 0} \sin n(\omega t + \alpha), \quad (16)$$

где $U_{\delta 0}$ — амплитуда наводки и $n = T_x / (T_{\delta 0} + \alpha)$.

Определяя среднее напряжение за время интегрирования, найдем относительную погрешность, которая будет равна

$$\pm \gamma_{\delta 0} = \frac{U_{\delta 0} (1 - \cos n\alpha)}{n U_0} \cdot 100\%. \quad (17)$$

Очевидно, что максимальное значение погрешности будет наблюдаться при $n\alpha = \pi$.

Уменьшение рассматриваемой погрешности возможно не только при устранении наводки, но и при увеличении продолжительности суммирования импульсов генератора управляемой частоты до нескольких периодов измеряемого сигнала.

При амплитуде наводки, не превышающей 0,5 в (1% относительно номинального значения U_0), и продолжительности интегрирования не менее 1 сек, рассматриваемая погрешность не превосходит $\gamma_{\delta 0} = \pm 0.04\%$.

Приведенный выше анализ погрешностей, обусловленных работой компаратора в диапазоне инфранизких частот, показал, что их суммарное значение в наихудших условиях, когда переменная составляющая т. э. д. с. измерительного преобразователя равна постоянной составляющей, не превышает $\pm 0,15\%$ от измеряемой величины. Однако при оценке точности компаратора необходимо также учитывать:

а) погрешности от нестабильности источников питания постоянного и переменного токов, от влияния температуры вследствие эффектов Томсона и Пельтье и т. д., которые не превышают $\pm 0,01\%$ при измерении тока и напряжения и $\pm 0,1\%$ при измерении мощности;

б) погрешности измерения постоянного тока и напряжения компенсационным методом, которые не превышают $\pm 0,03\%$.

Проведенные исследования дают основания сделать следующие выводы:

1) разработанная аппаратура позволяет измерять с высокой точностью ток, напряжение и мощность в диапазоне $0,001-20$ эц за минимальное время. На очень низких частотах время получения отсчета не превышает продолжительности одного-двух периодов измеряемого сигнала.

2) погрешности измерения тока и напряжения не превосходят $\pm 0,2\%$, погрешность измерения мощности при $\cos \varphi \geq 0,5$ не превосходят $\pm 0,3\%$.

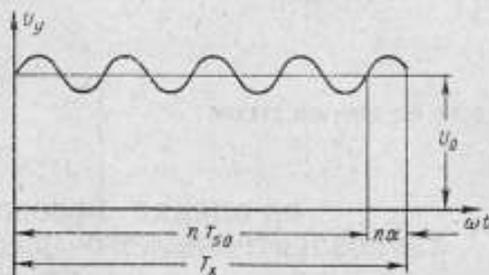


Рис. 9. Влияние наводки на погрешность компарирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hetmach F. L. Thermal converters as A. C.—D. C. transferstandards for current and voltage measurements at audio frequencies, J. Res. NBS. 1952, v. 48, № 2.
2. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. М.—Л., Стандартгиз, 1964.
3. Безикович А. Я. и Зорин Д. И. Установка для поверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты. «Труды ВНИИМ», вып. 28 (88), М.—Л., Машгиз, 1956.
4. Безикович А. Я., Гравин О. Н. Исследование воздушных многоэлементных термопреобразователей. «Труды институтов Госкомитета», вып. 82 (142), М.—Л., Издательство стандартов, 1965.

Поступила в редакцию
28/1 1967 г.

ОБ ОЦЕНКЕ УГЛОВОЙ ПОГРЕШНОСТИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Для измерения мощности при повышенных частотах большое распространение получили статические умножающие цепи — устройства, основанные на использовании суммо-разностного метода с последующим квадратичным преобразованием. Малое собственное потребление мощности из измерительной цепи, широкий диапазон рабочих частот, возможность простого и надежного конструктивного выполнения — таковы их существенные преимущества по сравнению с динамическими умножающими цепями. При выборе соответствующего режима работы статические умножающие цепи превосходят динамические и по точности измерения мощности. Работа статического преобразователя мощности в значительной степени определяется выбором элементов с квадратичной характеристикой. Из всего многообразия квадратичных элементов [1] для построения точных измерителей мощности наиболее приемлемыми являются термопреобразователи.

В метрологической практике на основе статических умножающих цепей с термопреобразователями выполнены электрические компараторы для измерения мощности [2, 3] и устройства для измерения коэффициента мощности [4]. На рис. 1 показана принципиальная схема термоэлектрического преобразователя мощности, типичная для указанных устройств. Цепи тока и напряжения преобразователя мощности включают в исследуемую цепь через шунт $R_{ш}$ и добавочное сопротивление $R_{д}$, применяемые для расширения пределов измерения преобразователя. В нагревателях термопреобразователей T_1 и T_2 , включенных по мостовой схеме, происходит суммирование и вычитание токов i_u и i_l , пропорциональных соответственно приложенному напряжению U и току I в шунте. Разностная т. э. д. с. встречно включенных термопар фиксируется с помощью компенсационной цепи, если преобразователь мощности применяют для измерений в цепях, имеющих $\cos \varphi$, близкий к единице (положение 1 переключателя Π). При измерениях в цепях с малыми значениями $\cos \varphi$ преобразователь мощности выполняют по способу «равных температур» [5], когда разностную т. э. д. с. приводят к нулевому значению, сообщая термопреобразователю T_2 через второй вспомогательный нагреватель дополнительное тепло током I_0 от источника постоянного тока (положение 2 переключателя Π). Для правильной работы преобразователя мощности необходимо выполнить ряд условий: термопреобразователи должны иметь идентичные вольт-амперные характеристики, а токи i_u в нагревателях, пропорциональные напряжению, — иметь одинаковые значения. Эти требования в известных устройствах выполняются с помощью специальных приемов, называемых балансированием термопреобразователей по току и напряжению, для чего в цепь преобразователя мощности вводят регу-

лируемые сопротивления R_y и R'_y . Существенными источниками погрешности в этом случае являются: отклонение вольт-амперной характеристики термопреобразователей от квадратичного закона, нестабильность элементов цепи преобразователя мощности и наличие у них остаточных реактивностей.

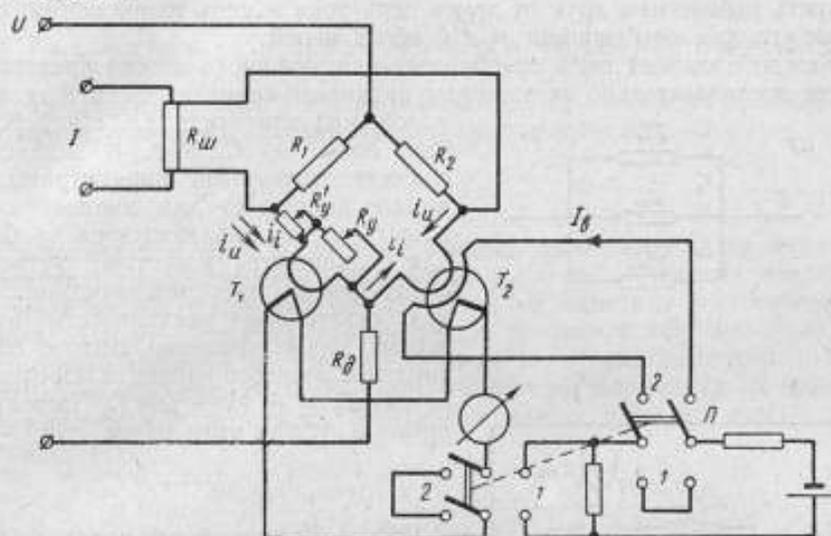


Рис. 1. Принципиальная схема термоэлектрического преобразователя мощности.

Остаточные реактивности элементов приводят к появлению угловой погрешности преобразователя мощности. В ранее опубликованных работах [1, 2] приведен весьма подробный анализ погрешностей термоэлектрического преобразователя мощности. Однако угловая погрешность в них рассмотрена недостаточно полно.

В настоящей статье даны результаты теоретических и экспериментальных исследований угловой погрешности преобразователя мощности, выполненного по схеме рис. 1.

Векторная диаграмма токов и напряжений преобразователя мощности для случая емкостного характера реактивности цепи напряжения и индуктивного характера цепи тока показана на рис. 2. Из рассмотрения ее очевидно, что угловая погрешность обуславливается сдвигом фаз δ между приложенным напряжением и пропорциональными ему токами в нагревателях и сдвигом фаз α между током в шунте и током в нагревателях. Вследствие угловой погрешности сдвиг фаз между токами I_u и I в цепи нагревателей термопреобразователей не соответствует сдвигу фаз между током и напряжением исследуемой цепи, и имеем соотношение

$$\cos(I, I_u) = \cos \varphi \pm \sin \varphi \cdot \sin(\delta \pm \alpha), \quad (1)$$

в котором плюс перед вторым членом правой части соответствует индуктивному характеру остаточных реактивностей обеих цепей, минус — емко-

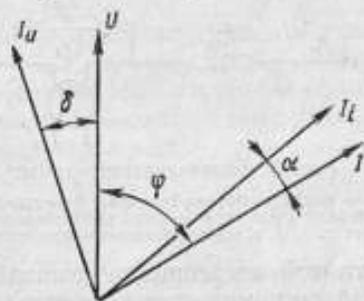


Рис. 2. Векторная диаграмма токов и напряжений термоэлектрического преобразователя мощности.

стному. В круглых скобках правой части равенства плюс имеет место при одинаковом характере остаточных реактивностей, минус — при разном.

Как следует из равенства (1), максимальное влияние на результат измерения угловая погрешность оказывает при сдвигах фаз, близких к 90° . Для оценки угловой погрешности преобразователя в целом можно рассмотреть независимо друг от друга цепь тока и цепь напряжения, определяя угловые погрешности α и δ обеих цепей.

Каждый элемент цепи преобразователя мощности можно представить в виде последовательно включенных активного сопротивления R_i и неко-

торой индуктивности L_i , шунтированной емкостью C_i , т. е. в виде цепей с сосредоточенными параметрами, что вполне допустимо для диапазона звуковых частот, являющегося рабочим для большинства известных устройств с подобными преобразователями. Так как остаточные реактивности имеют весьма малые значения, полное сопротивление каждого элемента определяется как $Z_i = R_i (1 + j\omega\tau_i)$. Постоянная времени τ_i при этом равна

$$\tau_i = \frac{L_i}{R_i} - R_i C_i.$$

Эквивалентные схемы последовательной и параллельной цепей преобразователя мощности показаны на рис. 3. Для определения α рассмотрим схему последовательной цепи.

Сопровитления R_1 и R_2 (рис. 1) имеют одинаковые значения, идентичны по конструкции и находятся в одинаковых эксплуатационных условиях. Естественно, что будут равны и полные сопротивления этих плеч моста, т. е. $Z_1 = Z_2$. Допустим так же, что равны между собой и полные сопротивления плеч, содержащих нагреватели термпреобразователей $Z_{1H} = Z_{2H} = Z_H$. Через $Z_{ш}$ на схеме обозначено полное сопротивление шунта. Для определения

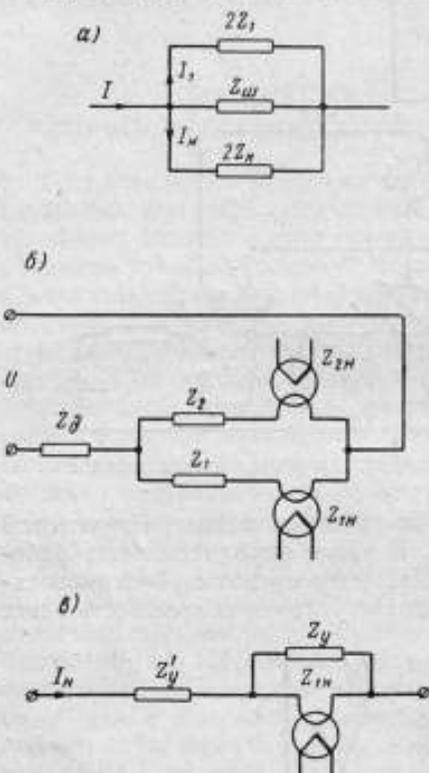


Рис. 3. Эквивалентные схемы:

а — последовательной цепи, б — параллельной цепи и в — цепи уравновешивания т. э. д. с. преобразователя мощности.

угловой погрешности последовательной цепи преобразователя мощности найдем комплекс отношения тока I в нагрузке к току I_H в нагревателях:

$$\frac{i}{I_H} = 1 + \frac{2Z_H}{Z_{ш}} + \frac{Z_H}{Z_1}.$$

Подставляя в данную формулу выражения для полных сопротивлений, содержащие постоянные времени, получим

$$\frac{i}{I_H} = 1 + \frac{2R_H (1 + j\omega\tau_H)}{R_{ш} (1 + j\omega\tau_{ш})} + \frac{R_H (1 + j\omega\tau_H)}{R_1 (1 + j\omega\tau_1)}.$$

После ряда преобразований и разделения вещественной и мнимой частей отношение токов будет иметь вид

$$\frac{i}{I_H} = \frac{1}{R_{ш} R_1 (1 + \omega^2 \tau_{ш}^2) (1 + \omega^2 \tau_1^2)} (a + j\omega b),$$

где

$$a = R_m R_1 (1 + \omega^2 \tau_m^2) (1 + \omega^2 \tau_1^2) + 2R_n R_1 (1 + \omega^2 \tau_1^2) \times \\ \times (1 + \omega^2 \tau_n \tau_m) + R_n R_m (1 + \omega^2 \tau_m^2) (1 + \omega^2 \tau_n \tau_1)$$

и

$$b = 2R_n R_1 (\tau_n - \tau_m) (1 + \omega^2 \tau_1^2) + R_n R_m (\tau_n - \tau_1) (1 + \omega^2 \tau_m^2).$$

Угол сдвига фаз тока I относительно тока I_n найдем из предыдущего выражения, учитывая, что для малых углов $\text{tg } \alpha = \alpha$

$$\alpha = \omega \frac{b}{a}. \quad (2)$$

Сопротивления R_1 и R_2 в существующих преобразователях выбирают с номинальными значениями, равными 50 и 100 ом. При таких номиналах для проволочных сопротивлений специальной намотки, а в особенности для непроволочных, постоянная времени не превышает 10^{-9} сек. Принимая во внимание значение постоянной времени τ_1 , можно даже для крайней частоты рабочего диапазона (20 кГц) пренебречь в выражении (2) членами, содержащими $\omega^2 \tau_1$ и $\omega^2 \tau_n \tau_1$. Выражение для α тогда несколько упрощается:

$$\alpha = \omega \frac{2R_n R_1 (\tau_n - \tau_m) + R_n R_m (\tau_n - \tau_1) (1 + \omega^2 \tau_m^2)}{R_m (1 + \omega^2 \tau_m^2) (R_1 + R_n) + 2R_n R_1 (1 + \omega^2 \tau_n \tau_m)}.$$

Множитель при ω можно рассматривать как эквивалентную постоянную времени τ_I последовательной цепи преобразователя мощности, равную

$$\tau_I = \frac{2R_n R_1 (\tau_n - \tau_m) + R_n R_m (\tau_n - \tau_1) (1 + \omega^2 \tau_m^2)}{R_m (1 + \omega^2 \tau_m^2) (R_n + R_1) + 2R_n R_1 (1 + \omega^2 \tau_n \tau_m)}, \quad (3)$$

при этом $\alpha = \omega \tau_I$.

Для параллельной цепи (цепи напряжения) преобразователя мощности, так же как и для цепи тока, имеем $Z_1 = Z_2$ и $Z_{1n} = Z_{2n} = Z_n$. Таким образом, полные сопротивления параллельных ветвей, а следовательно, и токи I_n в них, равны друг другу. Отношение приложенного напряжения к току в одной из параллельных ветвей определяется как

$$\frac{\dot{U}}{I_n} = 2 \left[Z_n + \frac{(Z_1 + Z_n)(Z_1 + Z_n)}{2(Z_1 + Z_n)} \right] = 2Z_n + Z_1 + Z_n.$$

Подставляя значения полных сопротивлений, выраженные через постоянные времени, и выделяя вещественную и мнимую части, имеем:

$$\frac{\dot{U}}{I_n} = 2R_n + R_1 + R_n + j\omega(2R_n \tau_n + R_1 \tau_1 + R_n \tau_n).$$

Отсюда угловая погрешность параллельной цепи будет:

$$\delta = \omega \frac{2R_n \tau_n + R_1 \tau_1 + R_n \tau_n}{2R_n + R_1 + R_n}.$$

В данном случае множитель при ω представляет собой эквивалентную постоянную времени τ_U цепи напряжения преобразователя мощности, т. е.

$$\tau_U = \frac{2R_n \tau_n + R_1 \tau_1 + R_n \tau_n}{2R_n + R_1 + R_n}. \quad (4)$$

Имея выражения постоянных времени обеих цепей преобразователя мощности, нетрудно найти его эквивалентную постоянную времени $\tau_{эк}$, которая будет равна

$$\tau_{эк} = \tau_U - \tau_I,$$

а угловая погрешность β преобразователя мощности будет

$$\beta = \delta - \alpha = \omega(\tau_U - \tau_I). \quad (5)$$

Очевидно, что для получения минимальной фазовой погрешности необходимо, чтобы реактивности цепей тока и напряжения были равны друг другу.

Анализ выражений эквивалентных постоянных времени каждой цепи показывает, что на постоянную времени цепи тока наибольшее влияние оказывает реактивность шунта, а на постоянную времени цепи напряжения — реактивность добавочного сопротивления. Последняя при использовании проволочных сопротивлений специальной намотки (тип намотки выбирают в зависимости от номинального значения добавочного сопротивления) в известных преобразователях мощности характеризуется постоянной времени порядка $(1-5) \cdot 10^{-8}$ сек и в основном носит емкостной характер.

Реактивность шунтов, как правило, имеет индуктивный характер. Это дает возможность компенсировать ее емкостью и получить весьма малые значения постоянной времени шунтов (до 10^{-9} сек). Однако в большинстве разработанных в настоящее время преобразователей мощности применяются некомпенсированные шунты специальной конструкции, постоянные времени которых не превышают $5 \cdot 10^{-8}$ сек. Для применяемых обычно термопреобразователей [2] постоянная времени цепи нагревателей τ_n не превышает 10^{-9} сек. При указанных значениях и характере постоянных времени отдельных элементов эквивалентная постоянная времени $\tau_{эк}$ имеет значение порядка $10^{-8} - 10^{-7}$ сек.

При выводе выражений для τ_I и τ_U предполагали, что полные сопротивления цепей нагревателей Z_{1n} и Z_{2n} равны между собой. Однако в действительности нагреватель термопреобразователя T_1 шунтирован сопротивлением R_y и последовательно с ним включено сопротивление R'_y (рис. 1). Эти сопротивления, необходимые для совмещения характеристик термопреобразователей и выравнивания токов, пропорциональных напряжению, имеют остаточную реактивность, что может вызвать нарушение предполагаемого равенства указанных полных сопротивлений. Так как эквивалентные активные сопротивления этих цепей равны друг другу, то равенство их постоянных времени τ_n нарушается. Для определения $\Delta\tau_n$ рассмотрим эквивалентную схему цепи нагревателя термопреобразователя, показанную на рис. 3, в.

Полное сопротивление этой цепи Z'_n , с учетом постоянных времени входящих в нее сопротивлений, имеет вид:

$$Z'_n = \frac{Z_y Z_n}{Z_y + Z_n} + Z'_y = \frac{R_n R_y (1 + j\omega\tau_y)(1 + j\omega\tau_n)}{R_n(1 + j\omega\tau_n) + R_y(1 + j\omega\tau_y)} + R'_y (1 + j\omega\tau'_y).$$

Проведя некоторые преобразования в полученном выражении, найдем постоянную времени этой цепи τ'_n

$$\tau'_n = \frac{R_n \tau_n + R'_y \tau'_y + R'_y \tau_y \tau'_y}{R_n + \omega^2 R_n \tau_y (\tau_y + \tau_n) + R'_y + \omega^2 R'_y \tau_y^2}.$$

Пренебрегая членами, содержащими произведения постоянных времени, определим отсюда $\Delta\tau_n = \tau'_n - \tau_n$:

$$\Delta\tau_n = \frac{R'_y(\tau'_y - \tau_n)}{R'_y + R_n}$$

Если сопротивление R'_y по своему номинальному значению составляет 1–2 ом и имеет незначительную постоянную времени, а сопротивление нагревателя постоянно и равно 10 ом [2], то максимальное изменение постоянной времени может составить 10% от τ_n . Это обстоятельство следует учитывать при определении постоянных времени цепи тока и напряжения, если постоянные времени отдельных элементов этих цепей близки по своим значениям.

Приведенные соотношения дают возможность оценить угловую погрешность термоэлектрического преобразователя мощности по известным характеристикам элементов его цепи, которые могут быть определены теоретически или экспериментально.

Таким путем, например, определяли угловую погрешность термоэлектрического компаратора мощности, построенного по схеме рис. 1 и входящего в качестве основного элемента в комплектную установку для измерения тока, напряжения, мощности и коэффициента мощности. На основании экспериментальных данных о постоянных времени шунтов добавочных сопротивлений, нагревателей термопреобразователей и других сопротивлений, входящих в цепь преобразователя мощности, были определены постоянные времени цепей тока τ_I , напряжения τ_U и эквивалентная постоянная времени $\tau_{эк}$. Значения эквивалентных постоянных времени, полученные расчетным путем по результатам измерения постоянных времени элементов цепи, составили, например для пределов по току 0,1 и 1,0 а и по напряжению 100 в $6 \cdot 10^{-8}$ сек и $11 \cdot 10^{-8}$ сек соответственно.

Полученные результаты были сопоставлены с данными комплектного измерения угловой погрешности указанного преобразователя мощности.

Для этой цели был использован двухканальный калибратор фазы КФ [6], обеспечивающий в диапазоне частот 20 гц–20 кГц установку сдвига фаз между его выходными напряжениями U_1 и U_2 с погрешностью $0,05^\circ$ (рис. 4). Питание преобразователя мощности ПМ от калибратора фазы осуществлялось через усилители мощности Y_1 и Y_2 , что давало возможность измерять угловую погрешность на различных пределах по току и напряжению. Предварительно с помощью неградуированных фазовращателей Φ_1 и Φ_2 в каналах тока и напряжения устанавливали в цепи преобразователя мощности нулевой сдвиг фаз между током и напряжением. Затем по калибратору фазы устанавливали сдвиг фаз в 90° между его выходными напряжениями. Отклонение при этом разностной т. э. д. с. преобразователя мощности от нуля являлось мерой его угловой погрешности, которую отсчитывали по калибратору фазы. Значения эквивалентной постоянной времени $\tau_{эк}$ преобразователя мощности, полученные в этом случае, для указанных ранее пределов измерения составили $7 \cdot 10^{-8}$ сек и $9 \cdot 10^{-8}$ сек. Незначительные расхождения в значениях $\tau_{эк}$, определенных различными

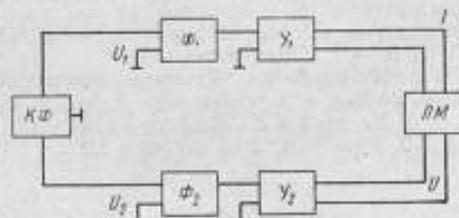


Рис. 4. Принципиальная схема экспериментального определения угловой погрешности преобразователя мощности.

путями, позволяют сделать вывод о возможности определения угловой погрешности термоэлектрических преобразователей мощности на основе данных поэлементной поверки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. М.—Л., Издательство стандартов, 1964.
2. Безикович А. Я., Зорин Д. И. Установка для поверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты. «Труды ВНИИМ», вып. 28 (88) М.—Л., Машгиз, 1956.
3. Безикович А. Я., Попов В. С. Метод и аппаратура для поверки ваттметров в диапазоне звуковых частот. «Труды институтов Комитета», вып. 39 (99). М.—Л., Стандартгиз, 1960.
4. Рождественская Т. Б., Гадахова О. П. Применение метода равных температур в термоэлектрическом преобразователе мощности для поверки энергетических фазометров. «Рефераты научно-исследовательских работ институтов Комитета. Сборник № 5. М.—Л., Стандартгиз, 1965.
5. Попов В. С. Измерение мощности способом равных температур. «Электричество», 1958, № 9.
6. Колтик Е. Д., Таубе Б. С., Кулемин А. А. Фазометрическая установка Ф 200. «Измерительная техника» 1965, № 8.

Поступил в редакцию
21/III 1967 г.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ АВТОМАТИЧЕСКИХ КОМПАРАТОРОВ ОДНОВРЕМЕННОГО СРАВНЕНИЯ

В связи с ростом парка электроизмерительных приборов на повестку дня встает вопрос об автоматизации поверки. Во ВНИИМ исследуется возможность создания установок для автоматической поверки вольтметров и амперметров постоянного и переменного тока. Одним из важнейших узлов таких установок является автоматический образцовый прибор (измеритель или калибратор), который в основном определяет точность поверки.

Однако если для измерений на постоянном токе образцовыми могут служить аналого-цифровой или цифро-аналоговый автоматические преобразователи, погрешности которых в настоящее время достигают нескольких тысячных долей процента, то подобных устройств на переменном токе нет.

Используемые в настоящее время для поверки на переменном токе компараторы с ручным уравниванием, погрешность которых может не превышать 0,01—0,02% в звуковом диапазоне частот, не могут быть использованы в устройстве автоматической поверки.

Вольтметры переменного тока, обладающие удовлетворительным быстродействием, имеют неравномерную шкалу, а наличие стрелочного указателя усложняет съем и документализацию их показаний.

Цифровые вольтметры переменного тока, которые свободны от последнего недостатка, также пока недостаточно точны и в большинстве своем реагируют на среднее значение измеряемого напряжения, что не позволяет поверять многие приборы при отклонении формы волны напряжения от той, при которой они были прокалиброваны.

Поэтому автоматизация процесса поверки вольтметров и амперметров переменного тока может быть решена созданием образцового автоматического вольтметра переменного тока, свободного от перечисленных недостатков. Так как наилучшими метрологическими характеристиками обладают компараторы, то естественно в основу принципа построения такого прибора положить метод компарирования и, насколько это возможно, избежать присущих ему недостатков.

В настоящее время за рубежом появились вольтметры переменного тока, реагирующие на действующее значение напряжения переменного тока [1], основой которых служит линейный преобразователь измеряемого напряжения переменного тока в постоянное (ЛПН), представляющий собой, по существу, автоматизированный вариант компаратора одновременного сравнения (рис. 1, а). В этом преобразователе измеряемое напряжение $U_{\text{н}}$ поступает на нагреватель термоэлектрического преобразователя T_1 . Э. д. с. e_1 , снимаемая с выходных зажимов T_1 , воздействуя на высоко-

чувствительный усилитель постоянного тока μ вызывает на его выходе напряжение постоянного тока U_{-} , которое приложено к нагревателю второго термоэлектрического преобразователя T_2 . Э. д. с. e_2 , снимаемая с выхода T_2 , стремится уменьшить неуравновешенный сигнал Δe на входе усилителя y и, следовательно, приближается к значению e_1 .

При идентичности характеристик термопреобразователей и достаточном коэффициенте усиления k_y усилителя I выходное напряжение постоянного тока U_{-} будет равно действующему значению измеряемого напряжения переменного тока U_{\sim} .

Преимуществом такого автоматического компаратора перед компаратором с ручным уравниванием является сравнительно малое время установления выходного напряжения постоянного тока U_{-} (3—5 сек),

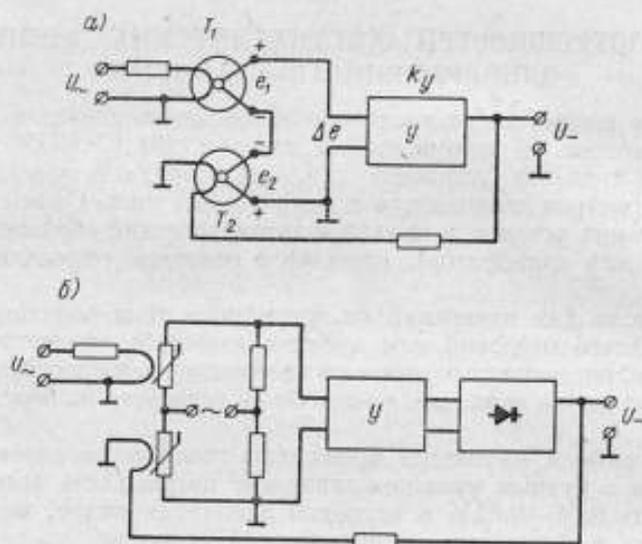


Рис. 1.

линейная зависимость от входного напряжения U_{\sim} и возможность использования аналого-цифрового преобразователя (цифрового вольтметра) постоянного тока, который, как указывалось, может обеспечить весьма высокую точность измерения.

Автоматический компаратор может быть построен и с применением подогревных сопротивлений — болометров (рис. 1, б), что в ряде случаев позволяет повысить чувствительность схемы и применить, вместо усилителя постоянного тока с неизбежным дрейфом, усилитель переменного тока с выпрямителем на выходе. В этом случае, правда, возникают свои трудности, связанные с худшими характеристиками болометров: ограниченное частотного диапазона, большая неидентичность, инерционность и нестабильность болометров (с непроволочным термочувствительным сопротивлением). В то же время в проволочных болометрах, имеющих лучшую стабильность и идентичность характеристик, не удастся получить существенный выигрыш в чувствительности по сравнению с термоэлектрическими преобразователями.

Применение для указанных целей иных элементов (накальные диоды, фотоэлектрические преобразователи) встречает серьезные трудности прежде всего из-за резкой зависимости их чувствительности от тока подогрева и, следовательно, ограниченности диапазона измерения.

Схемы рис. 1 дают хорошие возможности для создания автоматического вольтметра переменного тока. Однако из-за значительной погрешности (0,3÷0,5%) их нельзя использовать в образцовом приборе. Основными причинами возникновения погрешностей в них являются:

- а) малая чувствительность термопреобразователей и недостаточный коэффициент усиления усилителя,
- б) неидентичность характеристик применяемых термопреобразователей,
- в) шумы усилителя,
- г) дрейф усилителя постоянного тока (для схемы рис. 1, а).

Попробуем проанализировать указанные погрешности и пути их устранения.

Первая составляющая погрешности — от малой чувствительности термопреобразователей и недостаточности коэффициента усиления усилителя является методической и представляет собой статическую ошибку (погрешность от нечувствительности), присущую любой системе с обратной связью.

Для схемы рис. 1, а можно написать следующие соотношения:

$$e_1 = k_1 U_-^2; \quad e_2 = k_2 U_-^2; \quad U_- = k_y \Delta e,$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования термоэлектрических преобразователей T_1 и T_2 .

После окончания переходных процессов схема придет к положению равновесия, при котором $e_1 - e_2 = \Delta e$.

С учетом предыдущих соотношений будем иметь

$$k_1 U_-^2 - k_2 U_-^2 = \frac{U_-}{k_y} \quad \text{или} \quad U_-^2 + \frac{U_-}{k_2 k_y} - \frac{k_1}{k_2} U_-^2 = 0.$$

В этом случае, когда характеристики преобразователей T_1 и T_2 идентичны, т. е. когда рассматривается только погрешность от нечувствительности,

$$k_1 = k_2 = k$$

и, соответственно,

$$U_-^2 + \frac{U_-}{k k_y} - U_-^2 = 0.$$

Решениями этого уравнения будут

$$\left. \begin{aligned} U_- &= -\frac{1}{2k k_y} + \sqrt{\frac{1}{4k^2 k_y^2} + U_-^2} \\ U_- &= -\frac{1}{2k k_y} - \sqrt{\frac{1}{4k^2 k_y^2} + U_-^2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

причем значение U_- соответствует неустойчивому состоянию равновесия, при котором неуравновешенный сигнал Δe на входе усилителя имеет знак э. д. с. e_2 второго термоэлектрического преобразователя T_2 .

Это неустойчивое состояние обычно устраняют различными схемными методами. Поэтому выходным напряжением автоматического компаратора будет определяемое выражением (1).

Значение абсолютной погрешности от нечувствительности

$$\Delta U_n = U_- - U_- \quad (2)$$

с учетом выражения (1) будет иметь вид

$$\Delta U_n = \sqrt{U_-^2 + \frac{1}{4k^2k_y^2}} - \left(U_- + \frac{1}{2kk_y} \right) = U_- \left[\sqrt{1 + \frac{1}{4k^2k_y^2 U_-^2}} - \left(1 + \frac{1}{2kk_y U_-} \right) \right]. \quad (3)$$

Характер изменения ΔU_n в зависимости от U_- показан на рис. 2. Нетрудно видеть, что $\Delta U_n < 0$ при всех значениях преобразуемого напряжения.

При достаточно больших U_- в автоматическом компараторе обычно выполняется условие $2kk_y U_- \gg 1$. Тогда выражение (3) с погрешностью второго порядка может быть преобразовано к виду

$$\Delta U_n = -\frac{1}{2kk_y} \left(1 - \frac{1}{4kk_y U_-} \right). \quad (4)$$

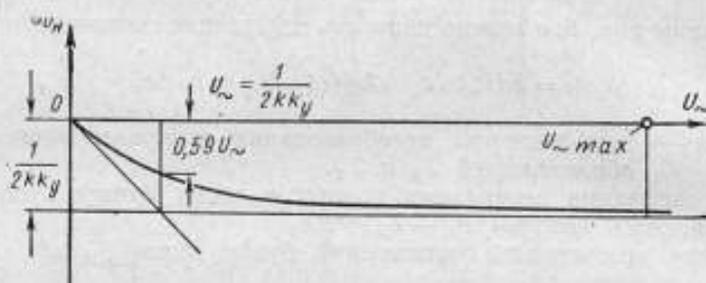


Рис. 2.

Поскольку в равенстве (4) выражение в скобках мало отличается от единицы, то погрешность ΔU_n в указанном диапазоне изменения U_- близка к постоянной величине $-1/2kk_y$.

При малых U_- , когда характер изменения ΔU_n (рис. 2) отличается от выражения (4), измерения при помощи автоматического компаратора теряют смысл из-за возрастания относительной погрешности.

Уменьшение погрешности ΔU_n (формула (4)) возможно при повышении чувствительности термопреобразователей и коэффициента усиления усилителя.

Первый путь — повышение чувствительности — связан с использованием новых материалов и конструктивным усовершенствованием термопреобразователей. Однако в настоящее время нельзя ожидать резкого повышения их чувствительности. Второй путь — увеличение коэффициента усиления усилителя k_y — возможен в пределах сохранения достаточного запаса устойчивости автоматического компаратора и высокого отношения полезного сигнала к шуму усилителя.

В случае применения в автоматическом компараторе по схеме рис. 1, а термоэлектрических преобразователей типа ТВВ-3 и при максимальном измеряемом значении $U_{- \text{макс}} = 1 \text{ в}$ имеем $k = 0,01 \text{ в}^{-1}$. Если при этом $k_y > 10^5$, то абсолютная погрешность от нечувствительности будет

$$\Delta U_n < \frac{1}{2kk_y} = 0,0005 \text{ в},$$

что составляет 0,05% от $U_{- \text{макс}}$. Эта величина уже ограничивает достижение высокой точности, однако ее можно учесть, если известен коэффи-

коэффициент усиления усилителя k_y . В этом случае остаточную погрешность можно значительно уменьшить и она будет во многом зависеть от стабильности элементов компаратора.

Вторая составляющая погрешности автоматического компаратора — от неидентичности характеристик используемых в нем термопреобразователей — также достаточно велика. Это ясно из того, что выходные величины термопреобразователей при одинаковых входных могут отличаться друг от друга на 20+50%. Отбор термопреобразователей по характеристикам при существующем положении также малоэффективен.

Применение калибратора позволяет уравнивать характеристики, но лишь в точке калибровки. При измерении напряжений, отличающихся от калибровочного, погрешность от неидентичности может достигать 0,5+1% от максимального измеряемого значения.

Достаточно полно погрешность от неидентичности преобразователей может быть устранена с помощью метода противопоставления [2].

Схема автоматического компаратора, основанного на методе противопоставления, приведена на рис. 3. В первом положении переключателя Π на вход термопреобразователя $ТП_1$ поступает измеряемое напряжение U_- , а на вход $ТП_2$ — компенсирующее напряжение U_+ . Во втором положении U_- и U_+ поступают, соответственно, на входы $ТП_2$ и $ТП_1$. Напряжение U_- измеряет в обоих случаях цифровой вольтметр $ЦВ$ постоянного тока, причем его показания усредняют.

В случае использования термопреобразователей с квадратичными характеристиками их выходные величины будут соответственно равны

$$A_1 = k_1 U_-^2 \text{ и } A_2 = k_2 U_+^2, \quad (5)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования термопреобразователей.

При $k_1 \neq k_2$, очевидно, и $U_- \neq U_+$.

В положении 1 переключателя Π по окончании переходных процессов окажется, что $A_1 = A_2$, т. е. с учетом выражения (5)

$$k_1 U_-^2 = k_2 U_+^2. \quad (6)$$

В положении 2 после установления выходного напряжения имеем

$$k_2 U_-^2 = k_1 U_+^2. \quad (7)$$

Совместное решение уравнений (6) и (7) дает

$$U_-^2 = U_+ U_- \text{ или } U_- = \sqrt{U_+ U_-}. \quad (8)$$

Если преобразователи были предварительно сбалансированы, то величина $U_+ - U_-$ достаточно мала и можно записать, что

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

Погрешность такого приближения равна члену второго порядка малости при разложении выражения (8) в ряд Тейлора:

$$\Delta_x = \frac{1}{8} \cdot \frac{(U_+ - U_-)^2}{U_-} = \frac{U_-}{8} \cdot \frac{(k_1 - k_2)^2}{k_1^2}. \quad (9)$$

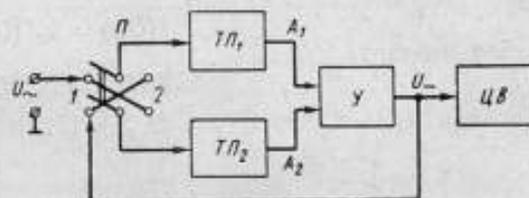


Рис. 3.

При неидентичности характеристик преобразователей $\frac{k_1 - k_2}{k_1} = 1 \pm 2\%$ остаточная погрешность после усреднения будет $\frac{\Delta_x}{U_-} = 0,0012 \pm 0,005\%$.

Рассмотрим случай, когда характеристики термопреобразователей подобны, но неквадратичны, т. е. описываются некоторой функцией $f(U)$. Этот случай является более общим по сравнению с предыдущим. При этом выходные величины термопреобразователей равны соответственно

$$A_1 = k_1 f(U) \text{ и } A_2 = k_2 f(U).$$

Для первого положения переключателя по окончании переходных процессов имеем

$$k_1 f(U_-) = k_2 f(U_{-1}), \quad (10)$$

а для второго

$$k_1 f(U_{-2}) = k_2 f(U_-). \quad (11)$$

Так как $k_1 \neq k_2$, то $U_{-1} \neq U_{-2} \neq U_-$.

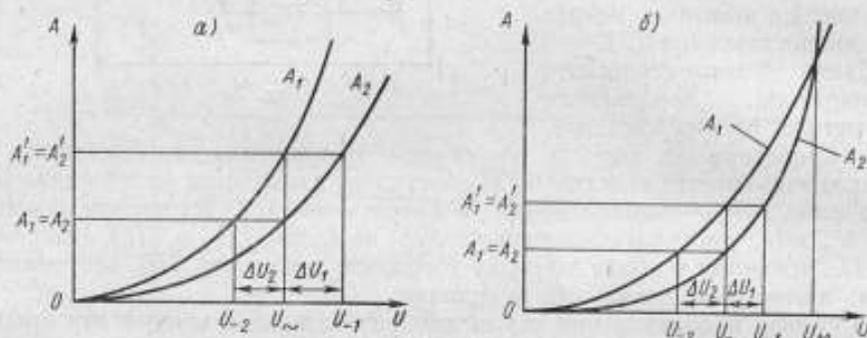


Рис. 4.

На рис. 4, а показаны характеристики термопреобразователей, для случая их подобия. Из него следует, что значения компенсирующих напряжений могут быть представлены как

$$U_{-1} = U_- + \Delta U_1, \quad (12)$$

и

$$U_{-2} = U_- - \Delta U_2, \quad (13)$$

где ΔU_1 и ΔU_2 — абсолютные погрешности преобразования для двух положений переключателя П.

Усредненные показания цифрового вольтметра будут

$$\begin{aligned} N &= \frac{U_{-1} + U_{-2}}{2} = \frac{U_- + \Delta U_1 + U_- - \Delta U_2}{2} = \\ &= U_- + \frac{\Delta U_1 - \Delta U_2}{2} = U_- + \Delta'_x, \end{aligned}$$

где $\Delta'_x = \frac{\Delta U_1 - \Delta U_2}{2}$ — абсолютная погрешность, которая остается после усреднения результатов двух измерений. Подставляя выражения (12) и (13) в (10) и (11), получим

$$k_1 f(U_-) = k_2 f(U_- + \Delta U_1) \quad (14)$$

и

$$k_1 f(U_- - \Delta U_2) = k_2 f(U_-) \quad (15)$$

с двумя неизвестными ΔU_1 и ΔU_2 .

Функции $f(U_- + \Delta U_1)$ и $f(U_- - \Delta U_2)$ раскладываем в ряд Тейлора, ограничиваясь членом второго порядка малости относительно $\Delta U_{1,2}$:

$$f(U_- + \Delta U_1) = f(U_-) + \Delta U_1 f'(U_-) + \frac{\Delta U_1^2}{2} f''(U_-); \quad (16)$$

$$f(U_- - \Delta U_2) = f(U_-) - \Delta U_2 f'(U_-) + \frac{\Delta U_2^2}{2} f''(U_-). \quad (17)$$

Подставляя уравнения (16) и (17) соответственно в (14) и (15) и решая их относительно $\Delta U_{1,2}$, получаем

$$\Delta U_{1(1,2)} = \frac{-f'(U_-) \pm f'(U_-) \sqrt{1 + 2 \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_2}}}{f'(U_-)}; \quad (18)$$

$$\Delta U_{2(1,2)} = \frac{f'(U_-) \mp f'(U_-) \sqrt{1 - 2 \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_1}}}{f'(U_-)}. \quad (19)$$

Равенства (18) и (19) дают по два решения. Однако одно из них ложно. Действительно, при $k_1 = k_2$ (идентичность характеристик) должно быть $\Delta U_1 = \Delta U_2 = 0$. Следовательно, можно записать, что

$$\Delta U_1 = \frac{-f'(U_-) + f'(U_-) \sqrt{1 + 2 \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_2}}}{f'(U_-)} \quad (20)$$

и

$$\Delta U_2 = \frac{f'(U_-) - f'(U_-) \sqrt{1 - 2 \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_1}}}{f'(U_-)}. \quad (21)$$

Поскольку $\frac{k_1 - k_2}{k_2} \ll 1$ и $\frac{k_1 - k_2}{k_1} \ll 1$, а $2 \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2}$ обычно близко к единице, то правые части подкоренных выражений равенств (20) и (21) также малы по сравнению с единицей.

Поэтому, разлагая подкоренные выражения равенств (20) и (21) в ряд Тейлора до членов второго порядка малости, мы можем переписать их следующим образом:

$$\Delta U_1 = \frac{f(U_-)}{f'(U_-)} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_2} - \frac{1}{2} \frac{f''(U_-) f(U_-)^2}{f'(U_-)^3} \cdot \frac{(k_1 - k_2)^2}{k_2^2}$$

и

$$\Delta U_2 = \frac{f(U_-)}{f'(U_-)} \cdot \frac{k_1 - k_2}{k_1} + \frac{1}{2} \frac{f''(U_-) f(U_-)^2}{f'(U_-)^3} \cdot \frac{(k_1 - k_2)^2}{k_1^2}.$$

С учетом этих выражений и того, что k_1 близко к k_2 , абсолютная погрешность, остающаяся после усреднения результатов двух измерений, будет равна

$$\Delta_x = \frac{\Delta U_1 - \Delta U_2}{2} = \frac{f(U_-) (k_1 - k_2)^2}{2k_1^2 f'(U_-)} \left[1 - \frac{f''(U_-) f(U_-)}{f'(U_-)^2} \right]. \quad (22)$$

Если теперь, руководствуясь выражением (22), мы захотим определить остаточную погрешность усреднения, например, для квадратической функции $f(U_-) = U_-^2$, то получим выражение (9), что и свидетельствует о правильности выражения (22).

Рассмотрим наиболее общий случай неидентичности характеристик термопреобразователей, когда они имеют функционально отличающиеся характеристики (рис. 4, б)

$$A_1 = f_1(U) \text{ и } A_2 = f_2(U_-).$$

Для двух положений переключателя Π соответствующие уравнения равновесия будут

$$f_1(U_-) = f_2(U_{-1}), \quad (23)$$

и

$$f_1(U_{-2}) = f_2(U_-). \quad (24)$$

Как и в предыдущем случае, согласно рис. 4, б,

$$U_{-1} = U_- + \Delta U_1$$

и

$$U_{-2} = U_- - \Delta U_2.$$

С учетом этого уравнения (23) и (24) запишем как

$$f_1(U_-) = f_2(U_- + \Delta U_1) \quad (25)$$

и

$$f_1(U_- - \Delta U_2) = f_2(U_-). \quad (26)$$

Аналогично рассмотренному случаю при условии

$$\frac{f_1(U) - f_2(U)}{f_1(U)} \ll 1,$$

функции $f_1(U_- - \Delta U_2)$ и $f_2(U_- + \Delta U_1)$ можно разложить в ряд Тейлора и, повторяя предыдущие рассуждения, получить решение уравнений (25) и (26) относительно ΔU_1 и ΔU_2 :

$$\Delta U_1 = \frac{[f_1(U_-) - f_2(U_-)]}{f_2'(U_-)} - \frac{1}{2} \frac{f_2''(U_-)}{f_2'(U_-)^3} [f_1(U_-) - f_2(U_-)]^2,$$

$$\Delta U_2 = \frac{[f_1(U_-) - f_2(U_-)]}{f_1'(U_-)} + \frac{1}{2} \frac{f_1''(U_-)}{f_1'(U_-)^3} [f_1(U_-) - f_2(U_-)]^2.$$

При условии близости $f_1(U)$ и $f_2(U)$ можно записать также, что $f_1''(U) \approx f_2''(U)$ и $f_1'(U) \approx f_2'(U)$, и остаточная погрешность после усреднения будет

$$\begin{aligned} \Delta_x^* &= \frac{\Delta U_1 - \Delta U_2}{2} = \frac{[f_1(U_-) - f_2(U_-)] [f_1'(U_-) - f_2'(U_-)]}{2f_1'(U_-)^2} - \\ &\quad - \frac{1}{2} [f_1(U_-) - f_2(U_-)]^2 \frac{f_1''(U_-)}{f_1'(U_-)^3}. \end{aligned} \quad (27)$$

В качестве примера определим, чему будет равна погрешность Δ_x^* при использовании термоэлектрических преобразователей, характеристики которых близки к квадратической зависимости.

Предположим, что один преобразователь имеет характеристику вида $A_1 = k_1 U^2$, а второй — вида $A_2 = k_2 U^{2+\Delta n}$.

Поскольку обычно характеристики термопреобразователей балансируются при максимальном значении измеряемого напряжения U_m (рис. 4 б), то

$$k_1 U_m^2 = k_2 U_m^{2+\Delta n}.$$

Тогда $k_2 = k_1 U_m^{-\Delta n}$ и, следовательно,

$$A_2 = k_1 U_m^{-\Delta n} U^{2+\Delta n} = k_1 U^2 \left(\frac{U}{U_m} \right)^{\Delta n}.$$

Подставляя A_1 и A_2 в выражение (27), получим для погрешности усреднения

$$\Delta_x^* = \frac{U_m}{8} \left\{ \left[1 - \left(\frac{U_m}{U} \right)^{\Delta n} \right]^2 - \Delta n \left[1 - \left(\frac{U_m}{U} \right)^{\Delta n} \right] \right\}.$$

Максимальное значение ее при $\Delta n = 0,01$ будет $\Delta_{x \text{ макс}}^* = 2 \cdot 10^{-6} U_m$, а при $\Delta n = 0,1$ оно будет $\Delta_{x \text{ макс}}^* = 2 \cdot 10^{-4} U_m$.

Рассмотренные примеры показывают, что даже при значительных отклонениях характеристик преобразователей от квадратической зависимости остаточная погрешность измерения при методе противопоставления может быть уменьшена до пренебрежимо малой величины. При этом, очевидно, могут быть использованы и термопреобразователи с более сложными характеристиками, чем у термоэлектрических (болометры, термисторы, вакуумные диоды и т. д.).

Большую погрешность в автоматических компараторах одновременного сравнения вызывают низкочастотные шумы усилителя рассогласования.

Испытания макета автоматического компаратора показали, что эти шумы, при использовании полупроводникового усилителя, являются наиболее существенным источником погрешности (0,1–0,2% от максимального измеряемого значения), в то время как прочие составляющие практически на этом уровне незаметны.

Влияние собственных шумов усилителя есть следствие малого коэффициента преобразования термопреобразователя (т. е. малой глубины обратной связи) и наличия на выходе усилителя фильтров с большой постоянной времени, дающих значительный фазовый сдвиг на низких (0,5–10 гц) частотах.

Эти флуктуации выходного напряжения компаратора являются помехой для цифрового вольтметра, в результате чего возникает дополнительная погрешность. Уменьшение этой погрешности возможно при использовании специальных мал шумящих усилителей (с нувисторными лампами, полевыми транзисторами и т. д.) и при помощи фазовой коррекции на частоте шума (0,5–10 гц).

Дрейф усилителя постоянного тока (для схемы рис. 1 а) в настоящее время может быть сделан меньше 1 мкв за 8 ч, что при номинальной э. д. с. термоэлектрического преобразователя в 10 мв (ТВБ-3) составляет погрешность 0,005%. Следовательно, влияние дрейфа также достаточно мало.

Приведенный анализ показывает, что имеются достаточные возможности для построения автоматического компаратора одновременного сравнения высокой точности. Вместе с цифровым вольтметром постоянного тока это дает возможность создать образцовый автоматический вольтметр переменного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hewlett Packard Journal, vol. 15, No 5, January, 1964, pp. 1–5.
2. Маликов М. Ф., Основы метрологии, ч. I, 1949.

Поступила в редакцию
6/11 1967 г.

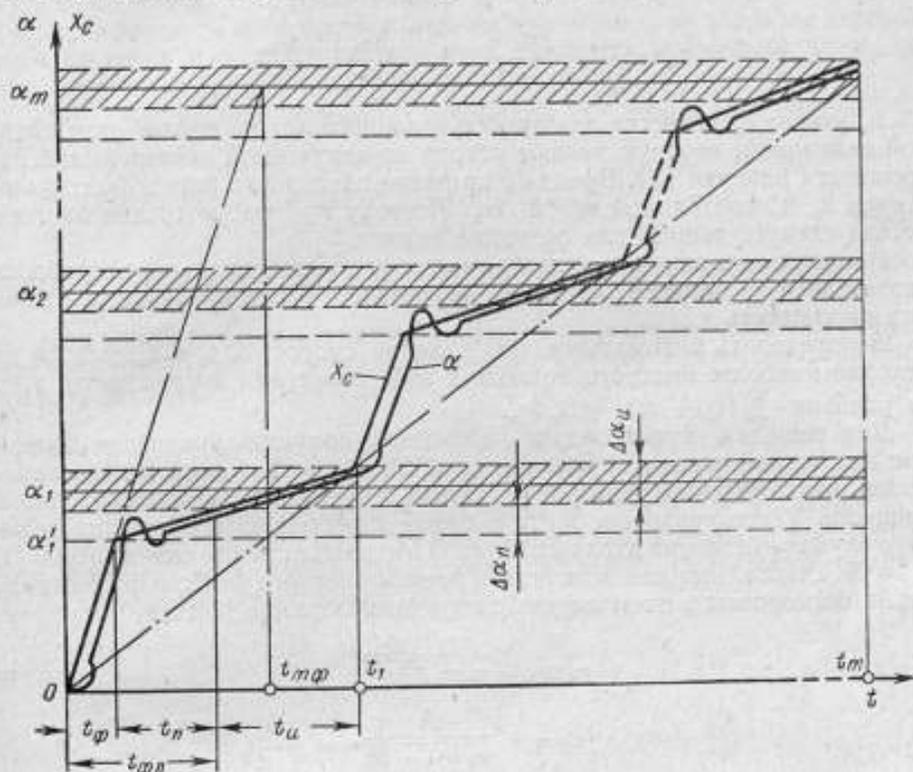
ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

При разработке автоматической аппаратуры для поверки показывающих электроизмерительных приборов с применением оптико-электронных считывающих устройств * весьма перспективным представляется осуществление поверки в динамическом режиме. При этом способе на поверяемый прибор подают непрерывно изменяющийся (например, линейно) от нуля до максимального значения и обратно сигнал, под действием которого указатель перемещается вдоль шкалы без остановки над поверяемыми отметками. В момент прохождения указателем середины каждой поверяемой отметки, автоматически определяемый оптико-электронным считывающим устройством, которое непрерывно следит за указателем, выдается команда на измерение соответствующего значения входного сигнала, например, путем сравнения входного сигнала с соответствующим этой отметке опорным сигналом. Разностный сигнал, пропорциональный погрешности прибора для данной поверяемой отметки шкалы, может быть измерен быстродействующим автоматическим измерительным прибором с выдачей результата на печать или на цифровое табло.

Достоинством способа поверки в динамическом режиме является возможность наиболее просто автоматизировать процесс поверки при ее высокой производительности и точности; недостатком — наличие методической погрешности, определяемой инерционностью подвижной части, моментом успокоения и противодействующим моментом поверяемого прибора, вызывающими отставание подвижной части от изменяющегося входного сигнала [1]. Эта погрешность после окончания быстрозатухающего переходного процесса движения подвижной части (1–2 сек) практически определяется только динамическими характеристиками поверяемого прибора и прямо пропорциональна скорости изменения входного сигнала. Так как введение поправки на всю динамическую погрешность практически невозможно вследствие большого разброса значений динамических характеристик даже однотипных приборов, то необходимо применять специальные меры для уменьшения этой погрешности в разрабатываемой аппаратуре до допустимых значений.

Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948. Бюллетень «Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки», М., 1967, № 9; Придкер В. И., Эскин С. П. Установка для поверки измерительных приборов. Авторское свидетельство № 197002. Бюллетень «Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки», М., 1967, № 13.

Данная статья ставит целью рассмотреть возможности и оптимальные соотношения одного из методов уменьшения динамической погрешности — метода линейно-ступенчатого изменения входного сигнала. Этот метод основан на использовании двухскоростного режима движения указателя вдоль шкалы, т. е. форсированного прохождения промежутка между поверяемыми отметками шкалы и уменьшения скорости движения указателя до допустимых значений динамической погрешности при прохождении зоны измерения погрешности вокруг поверяемых отметок.



Характер изменения сигнала X_c , подаваемого на поверяемый прибор, и соответствующего отклонения α подвижной части.

На рисунке изображены закон изменения входного сигнала X_c для рассматриваемого метода поверки и соответствующий характер отклонения α подвижной части поверяемого прибора. На рисунке приняты следующие обозначения:

$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ — углы отклонения подвижной части прибора, соответствующие номинальным значениям входного сигнала для 1-й, 2-й, \dots , m -й отметки шкалы, где m — число поверяемых отметок;

t_m — время изменения входного сигнала, соответствующее отклонению α_m ;

$\Delta\alpha_u$ — зона измерения погрешности поверяемого прибора для каждой из поверяемых отметок шкалы, равная $(2-3) \gamma$, где γ — числовое выражение класса точности прибора;

$\Delta\alpha_n$ — зона затухания переходного процесса движения подвижной части;

t_{ϕ} , t_n , t_{Σ} , $t_{m\phi}$ — соответственно время форсированного изменения входного сигнала, затухания переходного процесса, прохождения указателем зоны $\Delta\alpha_n$ и эквивалентное время форсированного изменения сигнала до величины, соответствующей α_m .

Обозначим через s_{ϕ} и s_n скорость или крутизну форсированного изменения входного сигнала и изменения сигнала в режиме измерения погрешности соответственно. Тогда, как видно из рисунка,

$$s_{\phi} = \frac{\alpha_m}{t_{m\phi}} = \frac{\alpha_1}{t_{\phi}}; \quad s_n = \frac{\Delta\alpha_n}{t_n} = \frac{\Delta\alpha_n}{t_n}.$$

Крутизна s_n является для приборов данного класса вполне определенной величиной, которую задают исходя из допустимой динамической погрешности поверки [1]. Время t_n при этом однозначно определяется значением s_n и необходимой зоной $\Delta\alpha_n$. Поэтому при рассмотрении данного метода следует решить две основные задачи:

1) определить зону $\Delta\alpha_n$, исходя из амплитуды максимального переброса указателя и из времени затухания переходного процесса при переключении на скорость s_n ;

2) определить оптимальное соотношение скоростей s_{ϕ} и s_n , исходя из условия наиболее быстрого подхода к зоне измерения погрешности, т. е. из условия $\sum (t_{\phi} + t_n) = t_{\phi n \text{ min}}$.

Для решения первой задачи необходимо получить уравнение движения подвижной части для времени $t_{\phi} < t < t_1$, из которого можно определить максимальный переброс указателя и время затухания переходного процесса. Такое уравнение и его решение известны [2 и 3] для предельного случая изменения входного сигнала в виде идеального скачка ($t_{\phi} = 0$, $s_n = 0$). Выражения для величины и времени первого наибольшего отклонения определяют в этом случае следующим образом [2]:

$$\alpha_{\max 1} = \alpha_c e^{-\frac{\pi\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}}, \quad (1)$$

$$t_{\max 1} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}}, \quad (2)$$

где α_c — установившееся отклонение;

β , ω_0 — степень успокоения и круговая частота собственных колебаний подвижной части поверяемого прибора.

Относительный переброс $\alpha_{\max 1}/\alpha_m$, определяющий зону $\Delta\alpha_n$, как показывают расчеты, может доходить до нескольких процентов. Поэтому при поверке наиболее точных приборов, например класса 0,1, для которых $\frac{\Delta\alpha_n}{\alpha_m} \approx 0,2 \div 0,3\%$, зона $\Delta\alpha_n$ в зависимости от числа поверяемых точек прибора должна превышать в 5–7 раз зону $\Delta\alpha_n$ и соответственно должно быть $t_n \approx (5 \div 7) t_n$. Естественно, при этом снижается эффективность двухскоростного способа подведения указателя к поверяемой отметке. Действительно, чтобы обеспечить динамическую погрешность $\delta_d < 0,01\%$ при прохождении зоны $\Delta\alpha_n$ (для приборов класса 0,1), необходимо иметь [1]

$$s_n \approx 2 \cdot 10^{-4} \text{ сек}^{-1}, \quad \text{т. е. } t_n = \frac{\Delta\alpha_n}{\alpha s_n} = 15 \text{ сек},$$

откуда $t_n \approx 90 \text{ сек}$.

При этом, как показывают расчеты, время $t_{\max 1} \leq 1 \div 2 \text{ сек}$, а время затухания переходного процесса до допустимых значений не превышает

$t < 2+3$ сек. Поэтому зона $\Delta\alpha_n$ в рассмотренном случае определяется только амплитудой первого переброса. При малых β значение $\Delta\alpha_n$ таково, что необходимое время проверки оказывается недопустимо большим.

Однако случай идеального скачка является довольно отдаленным приближением к реальному входному сигналу (см. рисунок). Поэтому целесообразно рассмотреть закон движения подвижной части поверяемого прибора после воздействия на нее линейно-ступенчатого входного сигнала. Учитывая, что $s_\phi \gg s_n$ (практически $s_\phi \approx 50-100 s_n$), можно с большой степенью точности пренебречь влиянием крутизны s_n на характер переходного процесса и рассматривать случай движения подвижной части, соответствующий $s_\phi = \text{var}$, $s_n = 0$, $t_\phi \leq t < t_1$.

При этом дифференциальное уравнение движения подвижной части имеет вид [2 и 3]

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = \psi_0 I_1', \quad (3)$$

где I_1' — ток к рамке прибора, соответствующий установившемуся отклонению α_1' .

При колебательном характере движения подвижной части поверяемого прибора ($\beta < 1$) общее решение уравнения (3), как известно, можно представить в виде:

$$\alpha = \alpha_1' + e^{-\beta\omega_0 t} (C_1 \cos \sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t + C_2 \sin \sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t), \quad (4)$$

где C_1 и C_2 — постоянные, определяемые из начальных условий.

Для рассматриваемого случая одно из начальных условий дает уравнение движения подвижной части прибора под действием линейно-изменяющегося сигнала, полученное в работе [1]:

$$\alpha(t_\phi) = \alpha_1' - \alpha_1' \frac{2\beta}{\omega_0 t_\phi} + \alpha_1' e^{-\beta\omega_0 t_\phi} \frac{1}{\omega_0 t_\phi \sqrt{1-\beta^2}} \sin \left(\sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t_\phi + \arctg \frac{\beta\sqrt{1-\beta^2}}{\beta^2-1/2} \right). \quad (5)$$

Второе начальное условие получаем, дифференцируя уравнение (5):

$$\frac{d\alpha}{dt}(t_\phi) = \frac{\alpha_1'}{t_\phi} - \frac{\alpha_1'}{t_\phi \sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t_\phi} \sin \left(\sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t_\phi + \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} \right). \quad (6)$$

Колебательная составляющая переходного процесса (5) затухает достаточно быстро и через время $t = 1+2$ сек становится пренебрежимо малой по сравнению с постоянной составляющей [1]. Поэтому, полагая $t_\phi > 2$ сек (ниже будет показано, что это условие всегда выполняется) и учитывая, что $\frac{\alpha_1'}{t_\phi} = s_\phi$, начальные условия для решения уравнения (4) достаточно строго можно записать в виде

$$\alpha(t_\phi) = \alpha_1' - s_\phi \frac{2\beta}{\omega_0}; \quad (7)$$

$$\frac{d\alpha}{dt}(t_\phi) = s_\phi. \quad (8)$$

Решая уравнение переходного процесса (4) в новых координатах, соответствующих началу координат $t_{\phi} = 0$, с учетом начальных условий (7) и (8) определим после ряда преобразований постоянные C_1 и C_2 :

$$C_1 = -s_{\phi} \frac{2\beta}{\omega_0} \quad (9)$$

и

$$C_2 = \frac{s_{\phi}(1-2\beta^2)}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}}. \quad (10)$$

Тогда общее решение (4) уравнения (3) будет иметь вид

$$\alpha = \alpha_1' - \frac{s_{\phi}}{\omega_0} e^{-\beta\omega_0 t} \left(2\beta \cos \sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t - \frac{1-2\beta^2}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin \sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t \right). \quad (11)$$

После ряда тригонометрических преобразований уравнение (11) можно окончательно привести к удобному для анализа переходного процесса виду:

$$\alpha = \alpha_1' - \frac{s_{\phi}}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t} \sin \left(\sqrt{1-\beta^2}\omega_0 t + \arctg \frac{\beta\sqrt{1-\beta^2}}{\beta^2-1/2} \right). \quad (12)$$

Для конкретных параметров поверяемых приборов и заданной крутизны s_{ϕ} уравнение (12) однозначно определяет ширину зоны $\Delta\alpha_n$. Учитывая, что эта зона практически определяется амплитудой наибольшего отклонения подвижной части прибора при переключении на малую скорость ее движения, представляет интерес определить выражение для этого наибольшего (первого) отклонения. Это существенно упростит нахождение необходимой зоны $\Delta\alpha_n$.

Для рассматриваемого процесса величина и время первого наибольшего отклонения определяются из условия равенства нулю первой производной уравнения (12).

Время, соответствующее максимуму первого отклонения, будет равно

$$t_{\max 1} = \frac{\pi - \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}}. \quad (13)$$

Максимум первого отклонения определится при подстановке уравнения (13) в уравнение колебания (12)

$$\begin{aligned} \alpha_{\max 1} = & \alpha_1' - \frac{s_{\phi}}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta \frac{\pi - \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}}{\sqrt{1-\beta^2}}} \times \\ & \times \sin \left(\pi - \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} + \arctg \frac{\beta\sqrt{1-\beta^2}}{\beta^2-1/2} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Учитывая, что

$$\arctg \frac{\beta\sqrt{1-\beta^2}}{\beta^2-1/2} - \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} = \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta},$$

$$\sin \left(\pi + \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} \right) = -\sqrt{1-\beta^2},$$

и обозначив $\frac{\pi - \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}}{\sqrt{1-\beta^2}} = \Theta$,

окончательно получим

$$\alpha_{\max 1} = \alpha_1 + \frac{s_{\phi}}{\omega_0} e^{-\beta\theta} \quad (15)$$

Таким образом, условие затухания переходного процесса в пределах зоны $\Delta\alpha_n$ может быть записано в виде

$$\Delta\alpha_n \geq \frac{s_{\phi}}{\omega_0} e^{-\beta\theta} \quad (16)$$

Сравнение выражения для наибольшего отклонения при идеально-ступенчатом (1) и линейно-ступенчатом (16) изменении входного сигнала показывает на наличие следующих существенных отличий между ними:

1) при линейно-ступенчатом изменении входного сигнала наибольшее отклонение не зависит от установившегося отклонения $\alpha_1 = \alpha_c$, т. е. от уровня, на котором происходит «излом» крутизны, а для всех уровней пропорциональна крутизне s_{ϕ} изменения входного сигнала;

2) наибольшее отклонение при линейно-ступенчатом изменении сигнала определяется величиной не только β , но и ω_0 , т. е. обеими динамическими характеристиками поверяемого прибора.

Первое из этих свойств приводит к важному практическому выводу о том, что особые преимущества по сравнению с идеально-ступенчатым рассмотренный способ дает при больших уровнях установившегося отклонения. Это объясняется тем, что по мере уменьшения уровня излома крутизны, т. е. по мере увеличения числа ступеней m , наибольшее отклонение при идеально-ступенчатом изменении сигнала соответственно уменьшается, а при рассматриваемом способе — остается прежним.

В качестве иллюстрации этого положения в табл. 1 приведены расчетные данные первого наибольшего относительного отклонения при обоих способах изменения входного сигнала для различных значений β и m и для $\omega_0 = 5 \text{ сек}^{-1}$; $s_{\phi} = 0,02 \text{ сек}^{-1}$ (чему соответствует $t_{\phi} \approx 5 \text{ сек}$ при $m = 10$ и $t_{\phi} \approx 3,3 \text{ сек}$ при $m = 15$).

Таблица 1

β	Значения $\alpha_{\max 1}/\alpha_m$, % при сигнале			
	идеально-ступенчатом			линейно-ступенчатом
	$m = 1$	$m = 10$	$m = 15$	$m = 1; 10; 15$
0,9	0,2	0,02	0,013	0,002
0,8	1,7	0,17	0,11	0,015
0,7	4,3	0,43	0,3	0,043
0,6	9,5	0,95	0,63	0,08
0,5	16	1,6	1,07	0,13
0,4	20	2,0	1,33	0,2

Для решения задачи по определению оптимального соотношения скоростей s_{ϕ} и s_n , исходя из условия получения $\sum (t_{\phi} + t_n) = t_{\phi n \text{ min}}$, обратимся к выражению (16).

Очевидно, что при заданной крутизне s_n , определяемой из условия получения допустимой для данного класса точности динамической погрешности, изменение s_{ϕ} будет приводить к одновременному изменению значений t_{ϕ} и t_n , причем при уменьшении t_{ϕ} значение t_n будет возрастать и наоборот. Естественно, существует некоторое оптимальное значение $s_{\phi \text{ опт}}$, соответствующее минимальной сумме $\sum (t_{\phi} + t_n)$. Найдем в общем виде ана-

Таблица 2

Класс прибора	Донускаяя авиа- мачская погреш- ность Δ_t , %	Круглая сигнал Δ_t , с \cdot м $^{-1}$	t_n , с	$s_{\phi, \text{opt}}$, с \cdot с $^{-1}$	$\frac{\Delta\alpha_{n, \text{opt}}}{\theta_{\text{н}}}$, %	$t_{\phi, \text{opt}}$, с		$t_{n, \text{opt}}$, с		Время изменения входного сигнала, $t_{\text{м}}$, мин			
						$m=10$	$m=15$	$m=10$	$m=15$	при $m=10$ и сигналах			
1,0	0,17	$3,4 \cdot 10^{-5}$	6	0,045	0,7	2,2	1,7	2,1	4,5	линейно-			
										ступенчатый			
0,5	0,08	$1,6 \cdot 10^{-3}$	6,5	0,031	0,48	2,2	2,5	3,1	4,5	линейно-			
										ступенчатый			
0,2	0,025	$5 \cdot 10^{-4}$	8	0,017	0,26	3,2	2,5	3,1	4,5	линейно-			
										ступенчатый			
0,1	0,01	$2 \cdot 10^{-4}$	10	0,011	0,17	9,0	6,8	8,5	18	линейно-			
										ступенчатый			
0,1	0,01	$2 \cdot 10^{-4}$	10	0,011	0,17	9,0	6,8	8,5	18	линейно-			
										ступенчатый			
0,1	0,01	$2 \cdot 10^{-4}$	10	0,011	0,17	9,0	6,8	8,5	18	линейно-			
										ступенчатый			

литическое выражение для $s_{\phi, \text{opt}}$, исходя из конкретных функциональных зависимостей t_{ϕ} и t_n от s_{ϕ} для рассматриваемого метода поверки. Очевидны следующие соотношения:

$$t_{\phi} = \frac{\alpha_1}{s_{\phi}} = \frac{1}{s_{\phi}} \left(\frac{a_m}{m} - \frac{\Delta a_n}{2} - \Delta \alpha_n \right); \quad (17)$$

$$t_n = \frac{\Delta a_n}{s_n}. \quad (18)$$

Подставляя в уравнения (17) и (18) значение $\Delta \alpha_n$ из (16), получим

$$\sum (t_{\phi} + t_n) = \frac{1}{s_{\phi}} \left(\frac{a_m}{m} - \frac{\Delta a_n}{2} \right) - \frac{1}{\omega_0} e^{-\beta \theta} + \frac{s_{\phi}}{s_n \omega_0} e^{-\beta \theta}. \quad (19)$$

Для определения минимума $\sum (t_{\phi} + t_n)$ приравняем нулю первую производную от выражения (19) по s_{ϕ} , откуда найдем

$$s_{\phi, \text{opt}} = \sqrt{\frac{s_n \omega_0 \left(\frac{a_m}{m} - \frac{\Delta a_n}{2} \right)}{e^{-\beta \theta}}}. \quad (20)$$

Таким образом, определив из выражения (20) для конкретных условий поверки $s_{\phi, \text{opt}}$, можно найти значения t_{ϕ} и t_n , соответствующие оптимальному закону изменения входного сигнала, подаваемого на поверяемый прибор

$$t_{\phi, \text{opt}} = \frac{1}{s_{\phi, \text{opt}}} \left(\frac{a_m}{m} - \frac{\Delta a_n}{2} - \Delta \alpha_{n, \text{opt}} \right), \quad (21)$$

$$t_{n, \text{opt}} = \frac{\Delta a_{n, \text{opt}}}{s_n}, \quad (22)$$

где

$$\Delta \alpha_{n, \text{opt}} = \frac{s_{\phi, \text{opt}}}{\omega_0} e^{-\beta \theta}. \quad (23)$$

Выражения (21) + (23) с учетом постоянного для данного класса точности времени измерения $t_n = \Delta \alpha_n / s_n$ позволяют рассчитать общее время поверки прибора в динамическом режиме и оценить эффективность рассматриваемого метода поверки.

В табл. 2 приведены расчетные данные общего времени t_m линейно-ступенчатого изменения входного сигнала и его составляющих, полученные с использованием выведенных выше соотношений для поверки в динамическом режиме приборов

классов 0,1; 0,2; 0,5 и 1,0 для наиболее часто встречающегося числа поверяемых отметок $m = 10$ и $m = 15$. Здесь же для сравнения приведены соответствующие значения t_m для идеально-ступенчатого и линейного законов изменения входного сигнала.

Данные табл. 2 соответствуют предельным значениям динамических характеристик, которые теоретически возможны для поверяемых приборов ($\beta = 0,35$, $\omega_0 = 2,5 \text{ сек}^{-1}$). Практически же подавляющее большинство приборов имеет динамические характеристики, более благоприятные с точки зрения уменьшения t_m для рассматриваемого метода поверки. Так, например, для наиболее часто встречающихся значений $\beta = 0,6 \div 0,7$ и $\omega_0 = 5 \div 8 \text{ сек}^{-1}$ первый перебор $\Delta\alpha_{п. опт}$ получается в пять раз меньшим по сравнению с приведенным в табл. 2, что соответственно уменьшает в пять раз величину $t_{п. опт}$ и в 2,5 раза $t_{ф. опт}$. В этом случае для t_m получаются значения, приведенные в табл. 3.

Таблица 3

Класс прибора	Время изменения сигнала t_m (милл) при числе поверяемых отметок	
	10	15
0,1	2,5	3,7
0,2	1,8	2,7
0,5	1,3	1,9
1,0	1,2	1,8

Выводы

Изложенный материал позволяет сделать следующие выводы:

1. Рассмотренный метод поверки электроизмерительных приборов в динамическом режиме существенно (в $10 \div 20$ раз для приборов классов 0,1 \div 0,2) уменьшает время поверки в динамическом режиме по сравнению с методом линейного изменения входного сигнала и имеет явные преимущества перед методом ступенчатого изменения его.

2. Недостатком метода следует считать усложнение и повышение требований к точности формирования входного сигнала для задания нужного режима поверки.

Первое обстоятельство объясняется тем, что режим работы формирователя следует менять в зависимости от класса точности поверяемого прибора, так как при этом различны основные характеристики входного сигнала s_n , $s_{ф. опт}$ и $\Delta\alpha_{п. опт}$.

Второе обстоятельство объясняется требованиями к точности задания момента переключения скоростей изменения сигнала по времени и по амплитуде, что соответственно приводит к повышению требований к линейности и стабильности крутизны подаваемого на поверяемый прибор сигнала на обоих участках его изменения.

Тем не менее, метод линейно-ступенчатого изменения входного сигнала является эффективным для уменьшения динамической погрешности при сохранении достаточно малого времени поверки и может быть рекомендован в качестве одного из методов автоматической поверки приборов в динамическом режиме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эскин С. П. О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме. «Труды метрологических институтов», вып. 97 (157). М.—Л., Изд. стандартов, 1968.
2. Под редакцией Н. Н. Пономарева. Теория, расчет и конструирование электроизмерительных приборов. Л., 1943.
3. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. М., Госэнергоиздат, 1958.

Поступила в редакцию
27/1 1967 г.

ВНИИМ

ДИНАМИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДОМ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При автоматическом измерении электрических величин методом непрерывно-дискретного преобразования определяют мгновенное значение измеряемой величины в течение каждого цикла преобразования $T_{ц}$. Результат измерения относят обычно к началу или концу измерительного цикла, и если за это время измеряемая величина изменилась, то возникает так называемая динамическая погрешность [1].

В общем случае не представляется возможным дать количественную оценку этой погрешности. Поэтому, как правило, обеспечивают условия, при которых динамическая погрешность не превосходит некоторой допустимой величины, например ступени квантования. Предъявляемые при этом требования к соотношению скоростей изменения измеряемого ($ИН$) и развертывающего ($РН$) напряжений [1, 2] приводят к необходимости повышения быстродействия прибора.

В том случае, когда закон изменения измеряемой величины известен, такое усложнение прибора не оправдано, так как возникает возможность количественной оценки динамической погрешности и учета ее, например путем введения соответствующих поправок в результат измерения. В настоящей работе оценивается динамическая погрешность, возникающая при измерении линейно изменяющегося напряжения различными методами время-импульсного преобразования. Расчет и анализ динамической погрешности дает возможность выбрать наиболее рациональный метод преобразования.

Проанализируем динамическую погрешность на примере системы автоматической поверки электронизмерительных приборов в динамическом режиме, когда на вход время-импульсного преобразователя поступает линейно изменяющееся напряжение, проходящее через нулевой уровень в моменты $t = t_n$ равенства подаваемого на прибор напряжения некоторым опорным уровням *. Рассмотрим случай измерения линейно возрастающего напряжения, так как полученные результаты могут быть полностью отнесены к случаю измерения линейно убывающего напряжения. Очевидно, что измеряемое напряжение для моментов времени $t < t_n$ воспринимается время-импульсным преобразователем как убывающее, а для $t > t_n$ — как возрастающее напряжение.

Эскин С. П. Устройство для поверки электронизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948. Бюллетень «Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки», М., 1967, № 9.

Абсолютную динамическую погрешность измерения для всех методов преобразования будем определять как

$$\Delta U_n = U_0 - U_1, \quad (1)$$

где U_0 и U_1 — измеряемые напряжения соответственно в момент начала изменения развертывающего напряжения и в момент сравнения.

Момент сравнения, обозначаемый в дальнейшем через t_1 , можно определить из условия равенства измеряемого и развертывающего напряжений при известных скоростях их изменения.

Динамическая погрешность метода преобразования, использующего одну схему сравнения

На рис. 1 изображен график изменения $ИН$ и $РН$ для случая измерения убывающего напряжения. При этом $ИН$ пропорционально интервалу времени между запуском $РН$ (началом развертки) и моментом t_1 срабатывания сравнивающего устройства (моментом сравнения).

Для напряжений U_0 и U_1 очевидны соотношения:

$$U_0 = k_p t_0; \quad U_1 = k_p t_1, \quad (2)$$

где k_p — скорость изменения $РН$;
 t_0 — момент сравнения, соответствующий неизменному $ИН$.

В соответствии со сказанным выше момент сравнения для случая измерения убывающего напряжения будет определен из уравнения

$$k_p t_1 = k_p t_0 - k_n t_1, \quad (3)$$

т. е.

$$t_1 = \frac{k_p}{k_p + k_n} t_0, \quad (4)$$

где k_n — скорость изменения $ИН$.

Абсолютное значение динамической погрешности измерения убывающего напряжения согласно выражениям (1), (2) и (4) будет

$$\Delta U_n' = \frac{1}{\frac{k_p}{k_n} + 1} U_0. \quad (5)$$

Для случая измерения возрастающего напряжения после аналогичных вычислений получим

$$\Delta U_n'' = -\frac{1}{\frac{k_p}{k_n} - 1} U_0. \quad (6)$$

Как следует из выражений (5) и (6), динамическая погрешность метода преобразования, использующего одну схему сравнения, пропорциональна значению $ИН$ и уменьшается по мере увеличения отношения k_p/k_n .

Таким образом, для рассмотренного метода преобразования динамическую погрешность можно уменьшить, введя поправку, пропорциональную

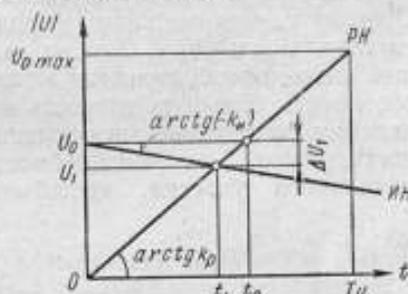


Рис. 1. Изменение измеряемого $ИН$ и развертывающего $РН$ напряжений при измерении с помощью одной схемы сравнения.

измеренному значению напряжения, например, изменив эталонную частоту f_0 на постоянную величину

$$\Delta f = \pm \frac{1}{\frac{k_p}{k_n} \pm 1} f_0.$$

Динамическая погрешность методов преобразования, использующих две схемы сравнения

Рассмотрим наиболее распространенные методы преобразования, принцип действия которых пояснен на рис. 2.

1. На вход одной схемы сравнения подано *ИН*, на вход другой — опорное напряжение $U_{оп}$ (рис. 2а). Преобразователь фактически измеряет разность указанных напряжений.

Легко показать, что и в этом случае абсолютное значение динамической погрешности измерения для убывающего и возрастающего напряжений определяется выражениями (5) и (6) соответственно. Поэтому сделанные выше выводы справедливы и здесь. Однако данный метод преобразования может обеспечить большую точность измерения вследствие исключения погрешностей от нелинейности начального участка, нестабиль-

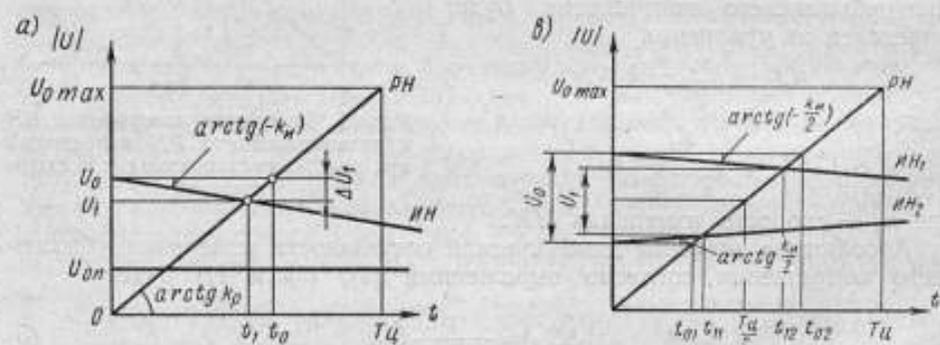


Рис. 2. Изменение *ИН* и *РН* при измерении с помощью двух схем сравнения в случаях: а — использования опорного напряжения; б — ненулевого начального значения *РН*; в — симметрично изменяющихся входных напряжений.

ности начального уровня и задержки запуска *РН*, являющихся составляющими статической погрешности преобразователя.

2. На вход одной схемы сравнения подано *ИН*, а на вход другой — напряжение, соответствующее началу отсчета (нулевое напряжение, рис. 2б). При этом начальное значение *РН* имеет знак, обратный знаку *ИН* ($-U_0$).

Для напряжений U_0 и U_1 в этом случае очевидны соотношения

$$U_0 = k_p (t_0 - t'_0) \text{ и } U_1 = k_p (t_1 - t'_0), \quad (7)$$

где t'_0 — момент времени, соответствующий переходу *РН* через нулевой уровень.

Абсолютное значение динамической погрешности измерения убывающего напряжения согласно выражениям (1), (4) и (7) будет

$$\Delta U_n' = \frac{k_n}{k_p + k_n} t_0 k_p. \quad (8)$$

Подставляя выражение для t_0 , определенное из уравнений (7), в уравнение (8) и учитывая, что $t_0 k_p = |U_n|$, получим

$$\Delta U_n' = \frac{1}{\frac{k_p}{k_n} + 1} (U_0 + |U_n|). \quad (9)$$

Для случая измерения возрастающего напряжения после аналогичных вычислений получим

$$\Delta U_n'' = -\frac{1}{\frac{k_p}{k_n} - 1} (U_0 + |U_n|). \quad (10)$$

Как следует из выражений (9) и (10), динамическая погрешность рассмотренного метода преобразования в общем случае больше, чем в предыдущих методах [формулы (5) и (6)] на постоянную (не зависящую от $ИН$) составляющую

$$\pm \frac{1}{\frac{k_p}{k_n} \pm 1} |U_n|.$$

Однако введение постоянной поправки, учитывающей указанную составляющую, устраняет этот недостаток и делает данный метод более перспективным, чем метод преобразования с использованием опорного напряжения $U_{оп}$ (п. 1), так как необходимость в последнем отпадает, а статическая погрешность преобразования при прочих равных условиях становится меньше.

3. На входы обеих схем сравнения подаются напряжения $ИН_1$ и $ИН_2$, симметричные относительно нулевого уровня и изменяющиеся с одинаковой скоростью в противоположных направлениях (рис. 2а). Это соответствует, например, распространенному случаю измерения напряжения, поступающего с выхода балансного усилителя постоянного тока. При этом $ИН$ равно разности напряжений $ИН_1$ и $ИН_2$, а скорость изменения последних — половине полной скорости изменения $ИН$.

Рассмотрим случай, когда при нулевом $ИН$ напряжения $ИН_1$ и $ИН_2$ равны половине максимального значения $РН$ ($1/2 U_{0\max}$). Этот случай является оптимальным, так как для измерения при этом используют наиболее линейный средний участок $РН$. Тогда для напряжений U_0 и U_1 очевидны соотношения:

$$U_0 = k_p(t_{02} - t_{01}); \quad U_1 = k_p(t_{12} - t_{11}), \quad (11)$$

где t_{01} , t_{02} — моменты срабатывания первой и второй схем сравнения соответственно для случая неизменяющегося $ИН$;

t_{11} , t_{12} — действительные моменты сравнения первой и второй схем сравнения соответственно.

Моменты сравнения для случая измерения убывающего напряжения найдем из условий равенства измеряемого и развертывающего напряжений для каждой схемы сравнения соответственно:

$$k_p t_{11} = k_p t_{01} + \frac{1}{2} k_u t_{11}, \quad (12)$$

$$k_p t_{12} = k_p t_{02} - \frac{1}{2} k_u t_{12}. \quad (13)$$

Абсолютное значение динамической погрешности измерения для этого случая согласно выражениям (1) и (11) определяется выражением

$$\Delta U_{н1} = k_p [(t_{11} - t_{01}) - (t_{12} - t_{02})]. \quad (14)$$

Найдя из выражений (12) и (13) значения t_{11} и t_{12} и подставляя их в выражение (14), получим

$$\Delta U_{н1} = \frac{k_u}{2k_p} \left(\frac{t_{01}}{1 - \frac{k_u}{2k_p}} + \frac{t_{02}}{1 + \frac{k_u}{2k_p}} \right). \quad (15)$$

Учитывая, что

$$t_{01} = \frac{1}{2k_p} (U_{0 \max} - U_0),$$

$$t_{02} = \frac{1}{2k_p} (U_{0 \max} + U_0),$$

выражение (15) для случая убывающего напряжения можно записать в виде

$$\Delta U_{н1} = \frac{k_u}{2k_p} \left(U_{0 \max} - \frac{k_u}{2k_p} U_0 \right). \quad (16)$$

Для случая измерения возрастающего напряжения после аналогичных вычислений получим

$$\Delta U_{н1} = -\frac{k_u}{2k_p} \left(U_{0 \max} + \frac{k_u}{2k_p} U_0 \right). \quad (17)$$

Анализируя выражения (16) и (17), можно прийти к заключению, что абсолютное значение динамической погрешности рассмотренного метода преобразования определяется двумя составляющими, первая из которых

$$\Delta U_{н1} = \pm \frac{k_u}{2k_p} U_{0 \max} - \text{постоянна,}$$

а вторая

$$\Delta U_{н2} = -\left(\frac{k_u}{2k_p} \right)^2 U_0 - \text{пропорциональна } U_0.$$

Введение соответствующей постоянной поправки позволяет свести динамическую погрешность этого метода к величине второго порядка малости по сравнению с погрешностями прочих методов преобразования. Кроме того, метод характеризуется минимальной погрешностью от нелинейности PH в связи с тем, что малые напряжения измеряют на наиболее линейном (среднем) участке PH .

Выводы

1. Данный в статье анализ показал, что при измерении линейно-изменяющегося напряжения различными методами время-импульсного преобразования возникает динамическая погрешность как постоянная для данного преобразователя, так и пропорциональная измеряемому напряжению. При этом для двух последних методов (пп. 2 и 3) характерны оба вида указанных погрешностей.

2. Динамическую погрешность каждого из рассмотренных методов время-импульсного преобразования можно исключить, введя соответствующие поправки. В этом случае точность преобразования будет ограничиваться значением статической погрешности. В связи с этим наибольшая точность может быть достигнута при использовании последнего (п. 3) из рассмотренных методов преобразования. Дополнительным преимуществом этого метода является то, что составляющая динамической погрешности, пропорциональная измеряемому напряжению, является величиной второго порядка малости по сравнению с соответствующими погрешностями других методов.

3. Полученные результаты могут быть распространены на случай измерения нелинейного *ИН*, если считать, что в течение цикла преобразования скорость изменения *ИН* остается постоянной. Очевидно, что вводимая при этом поправка будет определяться крутизной *ИН*, характерной для каждого цикла измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы аналоговые и цифровые. Изд. «Техника», Киев, 1965.
2. Хлестунов В. Н. Основы цифровой электронизмерительной техники и цифровые преобразователи. Изд. «Энергия», М.—Л., 1966.

Поступила в редакцию
14/1 1967 г.

ЦИФРОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ МЕДЛЕННО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ НАПРЯЖЕНИЙ

Отечественные быстродействующие цифровые вольтметры позволяют в настоящее время измерять напряжения с погрешностью порядка $0,02 + 0,05\%$ на нижнем пределе измерения $0,1 + 1$ в.

Для автоматического измерения напряжений постоянного тока в ряде случаев требуются быстродействующие устройства с более высокой точностью и на меньших пределах измерения. Например, при разработке автоматической аппаратуры для поверки показывающих электроизмерительных приборов наиболее высоких классов точности в динамическом режиме* возникает необходимость в измерении медленно изменяющихся напряжений порядка 50 мв с погрешностью менее $0,01\%$.

Цифровое измерительное устройство (ЦИУ) с такими характеристиками разработано во ВНИИМ. Для получения высокой точности и чувствительности в нем применен вариант компенсационного метода измерения, когда основная часть измеряемого напряжения U_x компенсируется известным с большой точностью опорным напряжением $U_{оп}$, а разностный сигнал $\Delta U_x = U_x - U_{оп}$ измеряется цифровым измерительным устройством (ЦИУ). При таком методе измерения целесообразно по возможности более полно компенсировать напряжение U_x , так как в этом случае соответственно понижаются требования к точности измерения разностного сигнала.

Разработанное устройство предназначено для измерения с погрешностью, не превосходящей заданной величины, дискретных значений U_x , соответствующих определенным значениям опорного напряжения.

Различные номинальные значения измеряемых напряжений приводятся масштабным преобразователем к минимальному пределу измерения $U_{x ном} = 50$ мв. Дискретные значения U_x , включая $U_{x ном}$, измеряют путем сравнения их с соответствующими значениями $U_{оп}$.

Для получения требуемой точности предел измерения разностного сигнала принят равным $0,1\%$ от $U_{x ном}$. Очевидно, что в этом случае нужно обеспечить цифровое измерение напряжений до 50 мкв с приведенной погрешностью менее 5% , т. е. иметь пороговую чувствительность измерительного устройства не более $2,5$ мкв.

Устройство измеряет напряжения, изменяющиеся со скоростью, не превышающей $5 \cdot 10^{-4}$ в/сек, что соответствует изменению напряжения ΔU_x от нуля до номинального значения за время $t_{x ном} = 100$ мсек.

Эскин С. П. Устройство для поверки электроизмерительных приборов. Авторское свидетельство № 194948. Бюллетень «Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки», М., 1967, № 9.

На рис. 1 приведена функциональная схема разработанного ЦИУ, основными элементами которого являются измерительный усилитель ИУ с симметричным выходом и аналого-цифровой преобразователь АЦП. Измеряемое напряжение ΔU_x усиливается ИУ до значения, необходимого для нормальной работы АЦП. Последний основан на методе время-импульсного преобразования и обеспечивает требуемую точность и быстродействие при относительной простоте преобразования.

Для повышения точности измерения в АЦП используют два устройства сравнения $УС_1$ и $УС_2$, на входе которых поступают с одной стороны напряжения с выхода балансного каскада ИУ, а с другой — напряжение от гене-

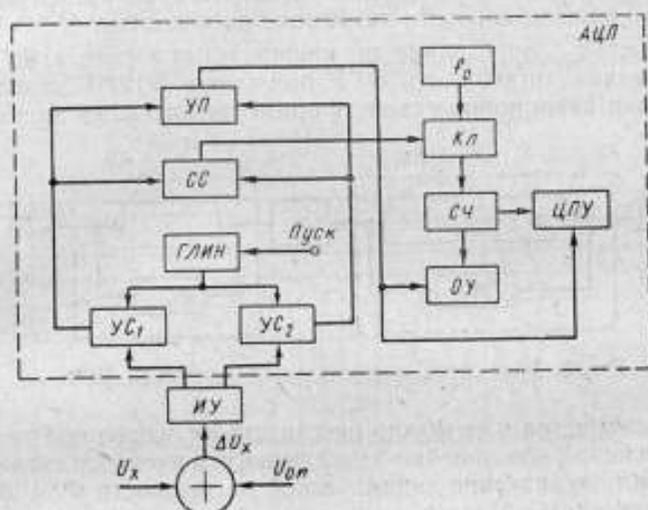


Рис. 1. Функциональная схема цифрового измерительного устройства (ЦИУ).

ратора линейно-изменяющегося напряжения ГЛИН. Момент измерения задается пусковым сигналом, включающим очередной цикл изменения напряжения ГЛИН.

Промежуток времени между моментами t_1 и t_2 срабатывания схем сравнения преобразуется схемой совпадения СС, управляющей ключевой схемой Кл, в длительность импульса $\Delta t = t_1 - t_2$, квантуемую импульсами образцовой частоты f_0 .

Таким образом, показания счетчика СЧ со знаком, определяемым указателем полярности УП, соответствуют измеряемому напряжению $\pm \Delta U_x$. Счетчик снабжен отсчетным устройством ОУ и имеет выход на цифропечатающее устройство ЦПУ.

В соответствии с функциональной схемой ЦИУ (рис. 1) целесообразно отдельно проанализировать требования, предъявляемые к его основным элементам ИУ и АЦП.

Наибольшую трудность представляет создание ИУ ввиду высоких требований к чувствительности (порог чувствительности менее 2 мкв) и относительно большого быстродействия. ИУ, одновременно удовлетворяющий этим требованиям, может быть создан в настоящее время на базе фотогальванометрических компенсационных измерительных усилителей [1].

В разработанном во ВНИИМ ИУ (рис. 2) в качестве входного применен блок быстродействующего фотогальванометрического усилителя ФГУ типа Ф122-Г. ИУ состоит из двух измерительных ячеек, (ИЯ₁ и ИЯ₂),

с включенным между ними фильтром Φ , предназначенным для подавления паразитной переменной составляющей. Первая ячейка состоит из последовательно включенных $\PhiГУ$ и транзисторного усилительного каскада $У_1$, охваченных общей отрицательной обратной связью $ОС_1$. Вторая ячейка представляет собой транзисторный измерительный усилитель, состоящий из трех балансных каскадов $У_2$, охваченных общей отрицательной обратной связью $ОС_2$.

Погрешность усилителя $\gamma_{иу}$ складывается из динамической погрешности усиления линейно-изменяющегося напряжения $\gamma'_{иу}$ и статической погрешности $\gamma_{иу}$, определяемой дрейфом нулевого уровня и погрешностью от нелинейности и нестабильности коэффициента передачи.

Погрешность $\gamma_{иу}$ определяют два инерционных элемента: $\PhiГУ$ и фильтр Φ . Динамическая погрешность $\PhiГУ$ для блока Ф122-Г зависит практически только от инерционных свойств применяемого в нем магнитоэлектри-

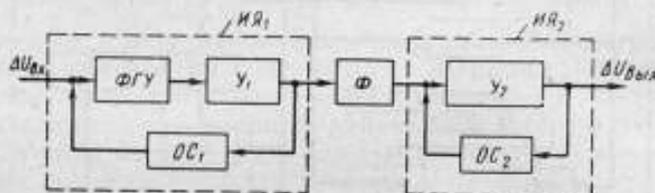


Рис. 2. Блок-схема измерительного усилителя ЦИУ.

ческого гальванометра и ее можно рассчитать на основе полученных в работе [2] выражений для линейно-изменяющегося входного сигнала. В этом случае абсолютное значение динамической погрешности $\PhiГУ$ будет определяться следующим образом:

$$\Delta_{до} = \frac{2\beta_0}{\omega_0} \cdot \frac{\alpha_m}{t_m}, \quad (1)$$

где β_0 , ω_0 — степень успокоения и собственная частота колебаний подвижной части гальванометра $\PhiГУ$ с учетом охвата его отрицательной обратной связью;

t_m — время изменения входного сигнала от нуля до максимального значения, соответствующего пределу измерения;

α_m — отклонение подвижной части гальванометра $\PhiГУ$, соответствующее t_m .

Для динамических характеристик блока Ф122-Г $\beta_0 = 0,5$; $\omega_0 = 145 \text{ сек}^{-1}$, $\alpha_m = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ рад}$ (для предела измерения 50 мкв) и $t_m = 100 \text{ мсек}$ из уравнения (1) получим

$$\Delta_{до} = 1,7 \cdot 10^{-6} \text{ рад},$$

приведенная динамическая погрешность соответственно равна

$$\delta_{дв} = \frac{\Delta_{до}}{\alpha_m} \approx 7\%.$$

В разработанном ИУ динамическая погрешность уменьшена до приемлемого значения порядка 2% за счет охвата гальванометра более глубокой обратной связью при сохранении условий устойчивой работы усилителя.

Параметры второго инерционного элемента — фильтра Φ выбраны из двух соображений: а) фильтр не должен существенно исказить частотную характеристику ИЯ₁; б) фильтр должен максимально подавлять паразитную переменную составляющую с частотой 50 гц.

Для удовлетворения указанным условиям необходимо использовать избирательный фильтр с высокой добротностью.

Требуемое значение затухания фильтра диктуется паразитной переменной составляющей, определяемой, в основном, двумя факторами: собственной переменной составляющей ФГУ и наводкой от сети, проникающей на вход ИУ через изоляцию источника входного сигнала, а также имеющейся в измеряемом напряжении.

Первая составляющая при тщательном экранировании входных цепей ИУ, применении стабилизированных источников питания с малыми пульсациями и их наиболее рациональном заземлении позволяет уменьшить переменную составляющую на выходе ИУ до значения порядка 2-3%.

Вторая составляющая определяется качеством источника входного сигнала. Для наиболее широко применяемых в поверочной практике фото-

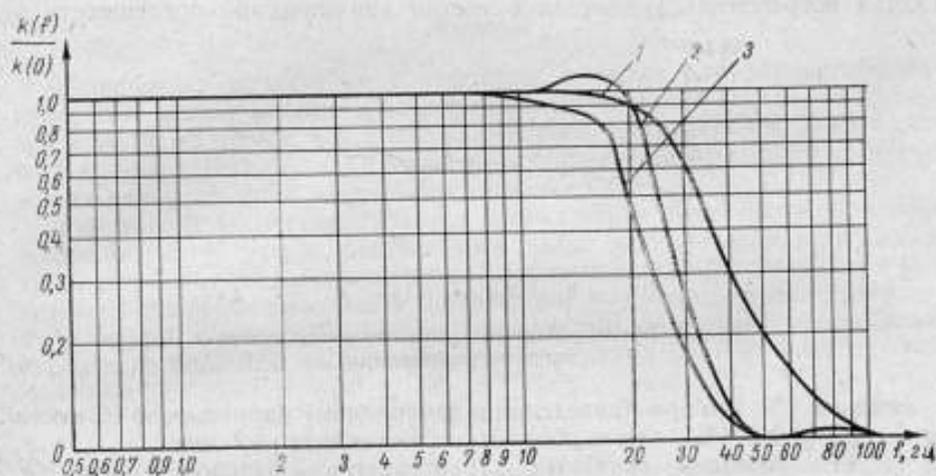


Рис. 3. Экспериментальные частотные характеристики измерительного усилителя: 1 — без фильтра, 2 — с фильтром, 3 — с фильтром и корректирующей емкостью.

компенсационных стабилизаторов типов П136 и П138 она может в десятки раз превосходить полезный сигнал на входе ИУ. Борьба с переменной составляющей несколько упрощается тем, что сам ФГУ вследствие своей инерционности является фильтром нижних частот, ослабляя примерно в 5-10 раз сигнал частоты 50 гц. Тем не менее для обеспечения нужной точности измерения оказывается необходимым уменьшить переменную составляющую на выходе ФГУ примерно в 1000 раз.

В разработанном ИУ использован симметричный двойной Т-образный RC-фильтр, настроенный на частоту переменной составляющей 50 гц.

На рис. 3 приведены экспериментально снятая частотная характеристика ИУ без фильтра (кривая 1), удовлетворяющая значению $\delta_{20} = 2\%$, и характеристика ИУ с фильтром (кривая 2). Включение фильтра уменьшает переменную составляющую примерно в 500 раз, существенно не увеличивая динамическую погрешность ИУ. При этом в области частоты среза происходит некоторый подъем частотной характеристики, достигающий 10-15%. Для коррекции частотной характеристики и одновременного увеличения подавления переменной составляющей на выходе фильтра включена корректирующая емкость. Экспериментально подобранная емкость $C = 0,5$ мкф (кривая 3 рис. 3) обеспечивает равномерную частотную характеристику усилителя при несущественном сужении полосы пропу-

скания. Одновременно коэффициент фильтрации увеличивается примерно вдвое.

Статическая погрешность усилителя $\gamma_{ну}$ была определена экспериментально. Из усредненной характеристики временного дрейфа нулевого уровня ИУ в нормальных условиях ($t_{окр}^0 = 20 \pm 2^\circ \text{C}$) (рис. 4) следует, что дрейф нуля разработанного ИУ, приведенный ко входу, не превышает после 30 мин предварительного прогрева $U_{др. вх} < 0,5 \text{ мкв}$ за 7 ч непрерывной работы. С учетом температурного дрейфа порядка $0,03 \text{ мкв/град}$, результирующий уход нуля ИУ не превышает $U_{др. вх} < 0,7 \pm 0,8 \text{ мкв}$ за 7 ч в реальных условиях эксплуатации.

Найдено, что погрешность от нелинейности коэффициента передачи во всем рабочем диапазоне амплитудной характеристики не превышает 0,5%. Таким образом, статическая погрешность усиления не превышает 2%. Общая погрешность усилителя с учетом динамической погрешности не

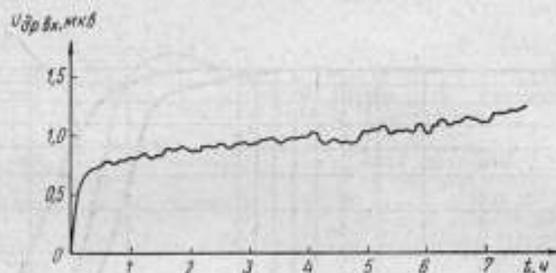


Рис. 4. Временной дрейф нулевого уровня измерительного усилителя.

превышает 4%, что при приведении к измеряемому напряжению U_x составляет $\gamma_{ну} \leq 0,004\%$, или в абсолютных величинах $\pm 2 \text{ мкв}$.

Ниже приведены основные характеристики разработанного ИУ:

$$\Delta U_{вх. ном} = 50 \text{ мкв}; \Delta U_{вых. ном} = 10 \text{ в}, \text{ т. е. } k_{\theta} = 2 \cdot 10^5,$$

и его отдельных ячеек:

$$\text{ИЯ}_1: k_1 = 7 \cdot 10^6; k_1 \theta_1 = 700; k_{\theta_1} = 10^4; \Delta U_{вых 1} = 0,5 \text{ в};$$

$$\text{ИЯ}_2: k_2 = 500; k_2 \theta_2 = 25; k_{\theta_2} = 20,$$

где k_{θ} — коэффициент усиления с обратной связью,

θ — коэффициент обратной связи.

Основными составляющими погрешности АЦП являются: динамическая погрешность цифрового измерения линейно-изменяющегося напряжения $\gamma_{цп}$ и статическая погрешность преобразователя $\gamma_{цп}$.

Динамическая погрешность $\gamma_{цп}$ достаточно подробно рассмотрена в статье на стр. 74—79.

Для данного случая крутизна изменения измеряемого напряжения на входе АЦП

$$k_{U_{вх}} = k_{U_{вх}} k_{\theta} = 100 \text{ в/сек.}$$

Следовательно, если задаться допустимым значением $\gamma_{цп} = 0,5\%$, то получим* необходимую крутизну развертывающего напряжения

$$k_p = 10^4 \text{ в/сек.}$$

* См. стр. 78.

При принятом $\Delta U_{\text{вкл. ном}} = 10$ в это соответствует времени измерения $t_{\text{из}} = 1$ мсек. В разработанном макете для упрощения АЦП принято $t_{\text{из}} = 10$ мсек, т. е. $k_p = 10^3$ в/сек. Это соответствует максимальной динамической погрешности 5,25%.

Так как эта величина недопустимо велика, влияние динамической погрешности устраняют, вводя соответствующую поправку, определяемую по формулам (16) и (17), полученным в указанной выше статье.

Статическая погрешность преобразователя была исследована экспериментально.

Использование двух схем сравнения генераторного типа и генератора ЛИН с комбинированной положительной и отрицательной обратной связью [3] позволило получить при частоте квантования $f_0 = 100$ кГц приведенную статическую погрешность АЦП не более 0,2%.

Выводы

Разработана аппаратура с цифровым выходом для автоматического измерения малых медленно меняющихся напряжений постоянного тока, основанная на методе компенсации основной составляющей измеряемого напряжения с последующим усилением и измерением разностного напряжения некомпенсации цифровым способом.

Результаты экспериментального исследования в статическом режиме показали, что с учетом рассчитанной выше динамической погрешности аппаратура обеспечивает измерение напряжения на пределе 50 мВ с приведенной погрешностью менее 0,005% (без учета погрешности опорного напряжения и масштабных преобразователей) при скорости изменения сигнала не более 0,5 мВ/сек и времени измерения $t_{\text{из}} = 10$ мсек.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кудиковский Л. Ф. и др. Гальванометрические компенсаторы. Изд. «Энергия», М.—Л., 1964.
2. Эскин С. П. О методической погрешности поверки приборов непосредственной оценки в динамическом режиме. Труды метрологических институтов, вып. 97 (157). М.—Л., Издательство стандартов, 1967.
3. Модель А. З., Шишков Г. Н. Анализ транзисторных генераторов пилообразного напряжения с положительной обратной связью. «Радиотехника», 1965, № 9.

Поступила в редакцию
8/II 1967 г.

О ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРАХ ПОЗИСТОРОВ

Анализ и исследование цепей с термисторами [1, 2] показали, что поляризованный термистор благодаря своей тепловой инерционности обладает индуктивными свойствами, причем его эквивалентная индуктивность плавно изменяется при регулировании тока поляризации и для термисторов некоторых типов достигает порядка 10^4 мГ. В связи с большой эквивалентной индуктивностью поляризованный термистор нашел применение в колебательных цепях инфразвукового диапазона частот. В работах [1] и [2] отмечается также, что поляризованный терморезистор с положительным температурным коэффициентом сопротивления должен обнаруживать емкостные свойства, составлена его эквивалентная схема и приведено выражение эквивалентной емкости.

Разработка первых отечественных позисторов [3] — терморезисторов с высоким положительным температурным коэффициентом сопротивления — делает интересным исследование реактивных свойств их сопротивления (проводимости), как элементов электрических цепей для инфразвукового диапазона частот. Ниже будет идти речь о поляризованном позисторе, который назван так аналогично поляризованному термистору [1, 2]. Разница между ними заключается в том, что поляризующим для термистора является ток, а для позистора — напряжение.

Для анализа и расчета цепей с поляризованными терморезисторами необходимо знать их статические и динамические параметры: постоянную времени τ_{θ} , динамический множитель D , статическое и динамическое сопротивление (проводимости). Поэтому представляет интерес исследовать эти параметры для позисторов. В настоящей работе аналогично работе [1] использованы закономерности переходных процессов в цепях с термисторами.

Определения параметров k_d (динамическая постоянная рассеяния) и τ_{θ} (постоянная времени), приводимые в работах [1] и [4], полностью применимы и для позисторов. Динамическая постоянная рассеяния согласно закону Ньютона имеет вид

$$k_d = \frac{dP_{\alpha}(\theta)}{d\theta}, \quad \theta = T - \theta_0$$

где P_{α} — мощность, рассеиваемая в окружающую среду терморезистором, разогреваемым электрическим током;

T и θ_0 — температура терморезистора и окружающей среды.

Постоянная времени τ_{θ} представляет собой время, в течение которого температура помещенного в холодную среду нагретого терморезистора уменьшается в e раз. Ее можно определить из выражения

$$\tau_{\theta} = \frac{cV}{k_d}, \quad (1)$$

где cV — объемная теплоемкость терморезистора.

При исследовании реактивных свойств термистора, как элемента электрической цепи, очень важным параметром является динамический множитель D , под которым понимают отношение относительного приращения сопротивления термистора к вызвавшему его относительному изменению мощности рассеяния P_a в стационарном режиме

$$D = - \frac{dR_t/R_{T0}}{dP_a/P_a} = \frac{R_{T0} - R_{Td}}{R_{T0} + R_{Td}}$$

Здесь R_{T0} и R_{Td} — статическое и динамическое сопротивления термистора.

Так как термисторы обладают отрицательным температурным коэффициентом сопротивления, то D всегда положительно.

Введем для позисторов динамический множитель D_1 , который целесообразнее определить как

$$D_1 = - \frac{dG_n/G_{n0}}{dP_a/P_a} = \frac{dR_n/R_{n0}}{dP_a/P_a} = \frac{G_{n0} - G_{nA}}{G_{n0} + G_{nA}} \quad (2)$$

Здесь G_{n0} и G_{nA} — статическая и динамическая проводимости позистора:

$$G_{n0} = \frac{I_{n0}}{U_{n0}}; \quad G_{nA} = \frac{dI_n}{dU_n}$$

При таком определении D_1 тоже положительно, так как температурный коэффициент сопротивления позисторов положительный. Из формулы (2) видно, что, как и для термисторов, динамический множитель D_1 на восходящей части вольт-амперной характеристики позистора меньше единицы, в точке перегиба равен единице и на падающем участке вольт-амперной характеристики больше единицы. Введение параметра D_1 позволяет получить выражения, аналогичные уже полученным в работах [1, 2, 4].

Как известно, температурный коэффициент сопротивления β определяется выражением

$$\beta = \frac{1}{R_n} \cdot \frac{dR_n}{dT} \quad (3)$$

Рассмотрим цепь, состоящую из последовательно соединенных омического сопротивления и позистора (рис. 1). Применяя рассуждения, проводимые в работе [1], можно составить систему уравнений, описывающую переходные процессы в этой цепи, аналогичную системе уравнений (1-2) этой работы:

$$\left. \begin{aligned} P_n &= P_a + P; \\ P_n &= I^2 R_n = U_n I; \\ P &= c_V \frac{dT}{dt}; \\ P_a &= k_d (T - \Theta); \\ I &= \frac{U_n}{R_n + R}; \\ R_n &= f(T), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где P_n — мощность, потребляемая позистором;
 P — мощность, расходуемая на изменение теплосодержания позистора;
 I — ток, проходящий через позистор;
 U_n — напряжение, приложенное к цепи.

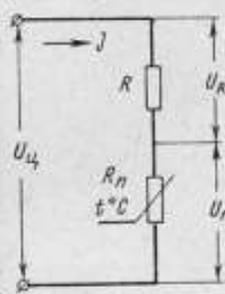


Рис. 1. Цепь RR_n .

В отличие от термисторов, сопротивление которых меняется при изменении температуры по экспоненциальному закону, вид зависимости сопротивления позистора от температуры $f(T)$ аналитически еще не определен. Систему уравнений (4) можно переписать в виде

$$\frac{c_V}{k_d} \cdot \frac{dT}{dt} + T = \Theta + \frac{1}{k_d} \cdot \frac{U_u^2}{R} \cdot \frac{R_n/R}{(1 + R_n/R)^2} \quad (5)$$

Уравнение (5) описывает все многообразие процессов, которые могут возникнуть в рассматриваемой цепи. Однако его решение связано с теми же затруднениями, что и в случае термисторов. Но при воздействии малых сигналов можно, как и в работе [1], исследовать систему уравнений (4)

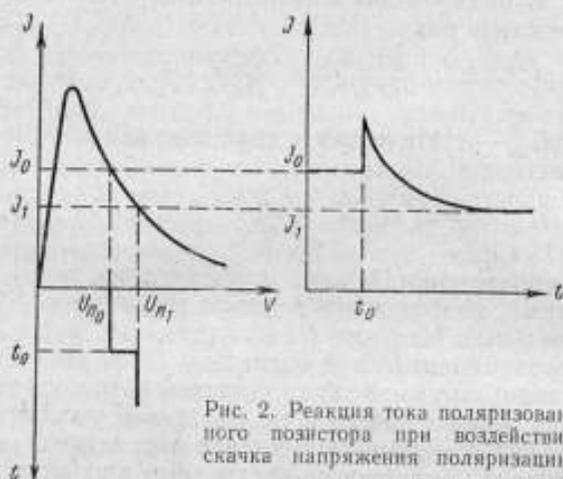


Рис. 2. Реакция тока поляризованного позистора при воздействии скачка напряжения поляризации.

в линейном приближении, разлагая в ряды все нелинейные величины, входящие в эту систему, и ограничиваясь первым приближением.

Рассмотрим случай поляризованного позистора, когда

$$\Theta = \text{const}, \quad k_d = \text{const}, \quad R = \text{const}, \quad (6)$$

Позистор разогрет проходящим через него током I_0 , вызванным приложенным к нему напряжением поляризации $U_{п0}$, которое выбирают таким, чтобы рабочая точка находилась за точкой перегиба вольт-амперной характеристики позистора (рис. 2). Равновесие нарушается в результате наложения на поляризующее напряжение $U_{п0}$ небольшого сигнала $\Delta U_u = U_{п1} - U_{п0}$, в результате чего начинается переходный процесс. Для поляризованного позистора на основании системы уравнений (4) и условия (6) можно написать систему уравнений (в линейном приближении):

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_\alpha &= \Delta P_n - \Delta P; \\ \Delta P_n &= 2U_{п0} \Delta I + I_0^2 \Delta R_n; \\ \Delta P &= c_V \frac{d}{dt} \Delta T; \\ \Delta T &= \frac{1}{k_d} \Delta P_\alpha; \\ \Delta I &= \frac{1}{R_{п0} + R} \Delta U_u - \frac{U_{п0}}{(R_{п0} + R)^2} \Delta R_n; \\ \Delta R_n &= \beta_0 R_{п0} \Delta T. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

На основании системы (7) для поляризованного позистора в линейном приближении можно записать выражение для D_1 в виде

$$D_1 = \frac{\Delta R_n / R_m}{\Delta P_a / P_a} = \frac{P_a \Delta R_n}{R_m \Delta P_a} = \frac{P_a}{R_m} \cdot \frac{\Delta R_n}{\Delta T} \cdot \frac{1}{k_d} = \frac{P_a \beta_0}{k_d}$$

Учитывая, что в стационарном режиме $P_n = P_a$, можно D_1 записать в виде

$$D_1 = \frac{P_{n0} \beta_0}{k_d} \quad (8)$$

Систему линейных уравнений (7) можно решить при помощи сигнальных графов [5 и 6]. Граф системы уравнений (7) приведен на рис. 3, где введен

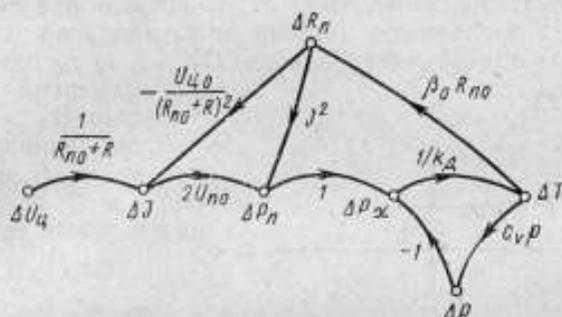


Рис. 3. Граф поляризованного позистора (в линейном приближении).

оператор $p \equiv \frac{d}{dt}$. Все процессы, происходящие в рассматриваемой цепи при воздействии сигнала ΔU_α , наглядно иллюстрирует рис. 3.

Применяя правило Мэсона, решим граф относительно ΔI :

$$\Delta I = \frac{1}{R_m + R} \cdot \frac{1 + \frac{c_V}{k_d} p - \frac{\beta_0 R_{n0} I_0^2}{k_d}}{1 + \frac{c_V}{k_d} p - \frac{\beta_0 R_{n0} I_0^2}{k_d} + \frac{2U_{n0} U_{\alpha 0} \beta_0 R_{m0}}{(R_m + R)^2 k_d}} \Delta U_\alpha$$

Принимая во внимание выражения (1) и (8), можем записать

$$\Delta I = \frac{1}{R_m + R} \cdot \frac{1 + \tau_\theta p - D_1}{1 + \tau_\theta p + \frac{U_{n0} - U_R}{U_{\alpha 0}} D_1} \Delta U_\alpha \quad (9)$$

Аналогично разрешив граф относительно ΔR_n , получим

$$\Delta R_n = \frac{2R_{n0}}{R_m + R} \cdot \frac{D_1}{1 + \tau_\theta p + \frac{U_{n0} - U_R}{U_{\alpha 0}} D_1} \cdot \frac{\Delta U_\alpha}{I_0} \quad (10)$$

Когда $R \ll R_{n0}$, выражения (9) и (10) упрощаются и можно рассматривать переходные процессы непосредственно на позисторе

$$\Delta I_n = \frac{1}{R_m} \cdot \frac{1 + \tau_\theta p - D_1}{1 + \tau_\theta p + D_1} \Delta U_\alpha; \quad (11)$$

$$\Delta R_n = \frac{2D_1}{1 + \tau_\theta p + D_1} \cdot \frac{\Delta U_\alpha}{I_0} \quad (12)$$

Отсюда операторная проводимость позистора равна

$$Y(p) = \frac{\Delta I_n}{\Delta U_n} = G_{n0} \frac{1 + \tau_{\Theta} p - D_1}{1 + \tau_{\Theta} p + D_1}.$$

При воздействии скачка напряжения $\Delta U_n = U_{n1} - U_{n0}$ решение уравнения (11) примет вид:

$$\Delta I_n = G_{n0} \left(\frac{1 - D_1}{1 + D_1} + \frac{2D_1}{1 + D_1} e^{-\frac{1 + D_1}{\tau_{\Theta}} t} \right) \Delta U_n. \quad (13)$$

На рис. 4 показан вид изменения ΔI_n по времени при скачке напряжения ΔU_n : а) на восходящем участке вольт-амперной характеристики, когда $D_1 < 1$, б) в точке перегиба, когда $D_1 = 1$, в) на падающем участке вольт-амперной характеристики, когда $D_1 > 1$.

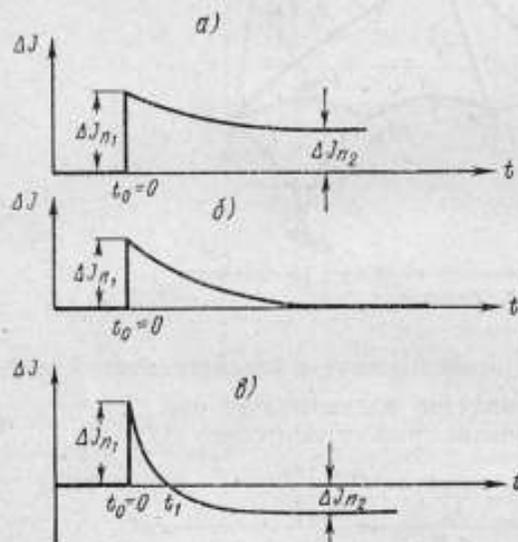


Рис. 4. Изменение тока через позистор при воздействии скачка напряжения поляризации: а — на восходящем участке вольт-амперной характеристики; б — в точке ее перегиба; в — на падающем участке.

Если напряжение изменить скачком на ΔU_n в момент $t_0 = 0$ (рис. 2 и 4), то при этом произойдет скачок тока

$$\Delta I_{n1} = G_{n0} \Delta U_n. \quad (13a)$$

При $t = \infty$, когда после переходного процесса устанавливается ток I_1 , изменение тока через позистор относительно первоначального значения I_0 будет равняться

$$\Delta I_{n2} = I_1 - I_0 = G_{n0} \frac{1 - D_1}{1 + D_1} \Delta U_n.$$

Так как из выражения (2) следует, что

$$G_{нд} = G_{n0} \frac{1 - D_1}{1 + D_1},$$

то ΔI_{n2} запишем в виде

$$\Delta I_{n2} = G_{нд} \Delta U_n. \quad (13b)$$

Для падающего участка вольт-амперной характеристики, на котором позистор обладает отрицательной динамической проводимостью, значение ΔI_{n2} отрицательно (рис. 4, в).

Учитывая выражения (13a) и (13b), представим D_1 в виде

$$D_1 = \frac{G_{n0} - G_{нд}}{G_{n0} + G_{нд}} = \frac{G_{n0} \Delta U_n - G_{нд} \Delta U_n}{G_{n0} \Delta U_n + G_{нд} \Delta U_n} = \frac{\Delta I_{n1} - \Delta I_{n2}}{\Delta I_{n1} + \Delta I_{n2}}. \quad (14)$$

Следовательно, измеряя значения ΔI_{n1} и ΔI_{n2} , можно в данной точке характеристики определить D_1 .

Обратимся снова к выражению (13). На падающем участке вольт-амперной характеристики позистора при подаче скачка напряжения ΔU_n в момент времени $t_0 = 0$, отклонение ΔI_n через промежуток времени $\Delta t = t_1 - t_0$ проходит через нуль (рис. 4в). Измерив t_1 и зная D_1 в дан-

ной точке характеристики, можно определить постоянную времени τ_{θ} по формуле

$$\tau_{\theta} = \frac{D_1 + 1}{\ln \frac{2D_1}{D_1 - 1}} t_1, \quad (15)$$

которую получим из формулы (13).

Выражение (15) совершенно аналогично выражению для измерения постоянной времени термисторов в работах [1] и [4].

Решая уравнение (12), получим

$$\Delta R_n = \frac{R_{m0}}{U_{m0}} \cdot \frac{2D_1}{D_1 + 1} \left(1 - e^{-\frac{D_1 + 1}{\tau_{\theta}} t} \right) \Delta U_n. \quad (16)$$

В момент времени $t_0 = 0$

$$\Delta R_n = 0,$$

а при $t = \infty$

$$\Delta R_n = R_{m0} \frac{2D_1}{1 + D_1} \cdot \frac{\Delta U_n}{U_{m0}}.$$

Это выражение можно переписать в виде

$$D_1 = \frac{1}{2 \frac{\Delta U_n}{\Delta U_{n0}} \cdot \frac{R_{m0}}{\Delta R_n} - 1} = \frac{I_0/I_1 - U_{m0}/U_{n1}}{2 - (I_0/I_1 + U_{m0}/U_{n1})}. \quad (17)$$

Выражение (17) можно использовать для определения D_1 непосредственно по вольт-амперной характеристике позистора. Однако, чтобы получить такую же точность, как при измерении D_1 уже описанным выше способом [по выражению (14)], необходимо измерять I_0 , I_1 , U_{m0} , U_{n1} с погрешностью не хуже, чем 0,5%.

Как уже указывалось, в работах [1] и [2] составлена эквивалентная схема поляризованного терморезистора с положительным температурным коэффициентом сопротивления и приведено выражение эквивалентной емкости для этой схемы. Учитывая выражение (2) для D_1 , емкость позистора можно записать в виде

$$C_n = G_{m0} \tau_{\theta} \frac{2D_1}{(1 + D_1)^2}. \quad (18)$$

Экспериментальная часть

На основании изложенного выше были измерены динамические параметры позисторов типов СТ5-1 и СТ7-1. Установка для измерения параметров и характеристик позисторов схематично показана на рис. 5. Сопротивление R_1 служит для измерения тока через позистор. Скачки напряжения ΔU_n задавали при помощи переключателя Π_1 . Чтобы избежать релейного эффекта, связанного с вольт-амперной характеристикой позистора, необходимо, чтобы делитель напряжения, указанный на рис. 5, а в виде последовательно соединенных сопротивлений R_d , и сопротивление R_1 были низкоомными по сравнению с сопротивлением позистора R_n , а источник питания E_1 обеспечивал необходимую мощность. Кроме того, низкоомность сопротивлений R_d и R_1 необходима для выполнения условия $(R_d + R_1) \ll R_n$, при котором могут быть справедливы выражения (14), (15) и (18).

На рис. 5, а приведена схема для измерения параметров позисторов типа СТ7-1 с номинальным сопротивлением 100—150 ом. При измерении же параметров позисторов типа СТ5-1 с номинальным сопротивлением

20 ом на основании сказанного выше требовался более низкоомный источник напряжения E_1 , обеспечивающий большой ток при хорошей стабильности напряжения. Поэтому измерительная схема была немного видоизменена* (рис. 5, б): источником напряжения в этом случае служила батарея аккумуляторов, делитель напряжения R_d подсоединяли поочередно параллельно каждому элементу (в порядке возрастания напряжения).

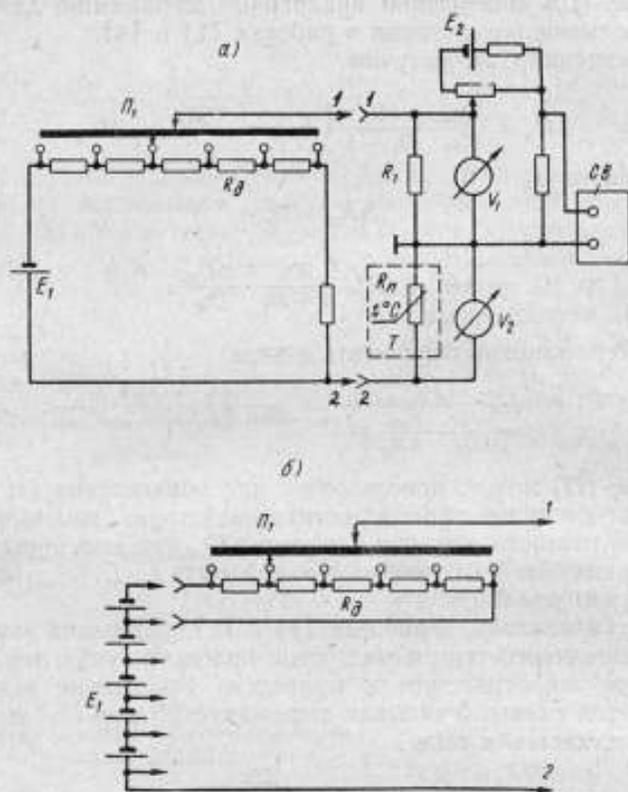


Рис. 5. Схема для определения динамических параметров полевых транзисторов:

а — для полевых транзисторов СТ7-1, б — источник напряжения для измерения параметров полевых транзисторов СТ5-1. CB — самопишущий вольтметр или осциллограф, T — термостат.

Это позволило применить более низкоомные сопротивления при меньшем потреблении тока.

Значения $\Delta I_{п1}$, $\Delta I_{п2}$, а также время t_1 измеряли в случае полевых транзисторов СТ7-1 самопишущим вольтметром типа НЗ73-2 и секундомером. Как показали измерения, значение D_1 для полевых транзисторов типа СТ5-1 достигает нескольких десятков. При этих значениях D_1 время t_1 оказалось меньше 1 сек, из-за чего при измерении величины $\Delta I_{п1}$ для СТ5-1 на результате измерения начинает сказываться инерционность стрелки НЗ73-2. Поэтому при измерении параметров СТ5-1 был применен осциллограф типа СТ1-19А.

* По предложению Д. И. Зоряна.

Источник напряжения E_2 служит для компенсации постоянной составляющей тока I_0 в данной точке вольт-амперной характеристики позистора при измерении $\Delta I_{п1}$ и $\Delta I_{п2}$.

По формулам (14), (15) и (18) определяли величины D_1 , τ_{θ} и C_p и были построены зависимости $R_{п1} = f_1(U_{п})$, $\tau_{\theta} = f_2(U_{п})$, $I_{п1} = f_3(U_{п})$, $C_{п1} = f_4(U_{п})$, $D_1 = f_5(U_{п})$ для позисторов типов СТ5-1 (рис. 6, а) и типа СТ7-1 (рис. 6, б).

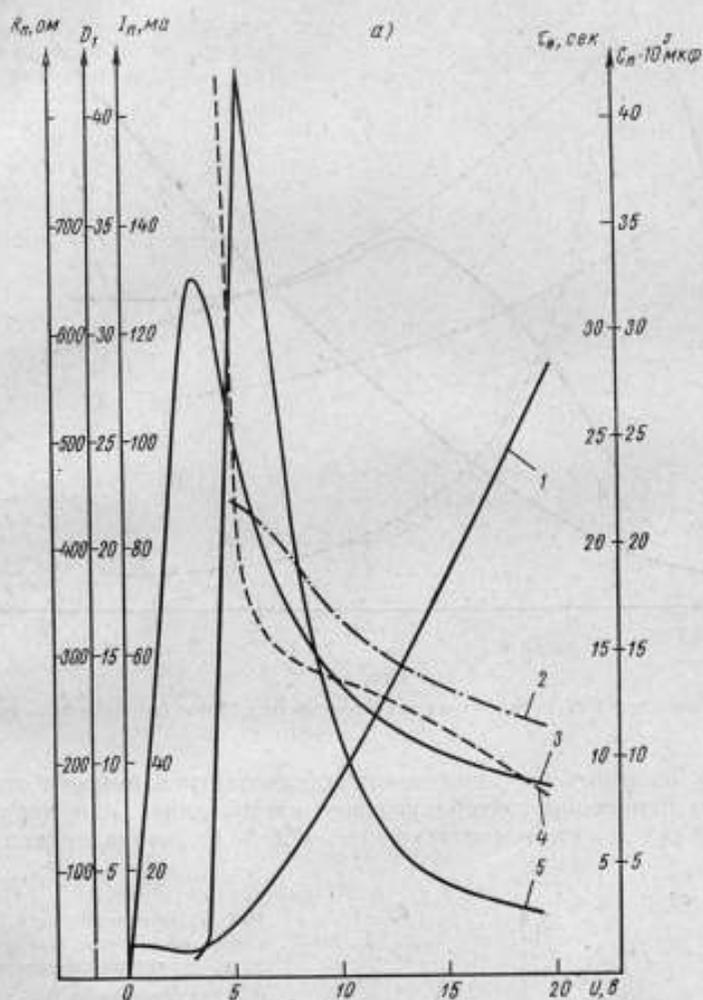


Рис. 6. Зависимость параметров поляризованного позистора от напряжения поляризации:

а — для позистора СТ5-1 с номинальным сопротивлением 20 Ом (окружающая среда воздух с $\theta = 30,3^\circ \text{C}$);

Примечательной является зависимость $D_1 = f_5(U_{п})$. Как известно [1], [2], динамический множитель D для термисторов с увеличением тока поляризации монотонно возрастает. Вид изменения D от I_p показан на рис. 7, а. Как показали измерения (рис. 6), на кривой зависимости динамического множителя позистора от напряжения поляризации имеется резко выраженный максимум (рис. 7, б). Это можно объяснить следующим. Как видно из выражения (8), динамический множитель D_1 прямо пропорционален

величине β_0 . Но, как известно, температурный коэффициент для позисторов, в отличие от термисторов, имеет резко выраженный максимум в рабочем участке температур. Следствием этого является максимум на кривой $D_1 = f_s(U_H)$.

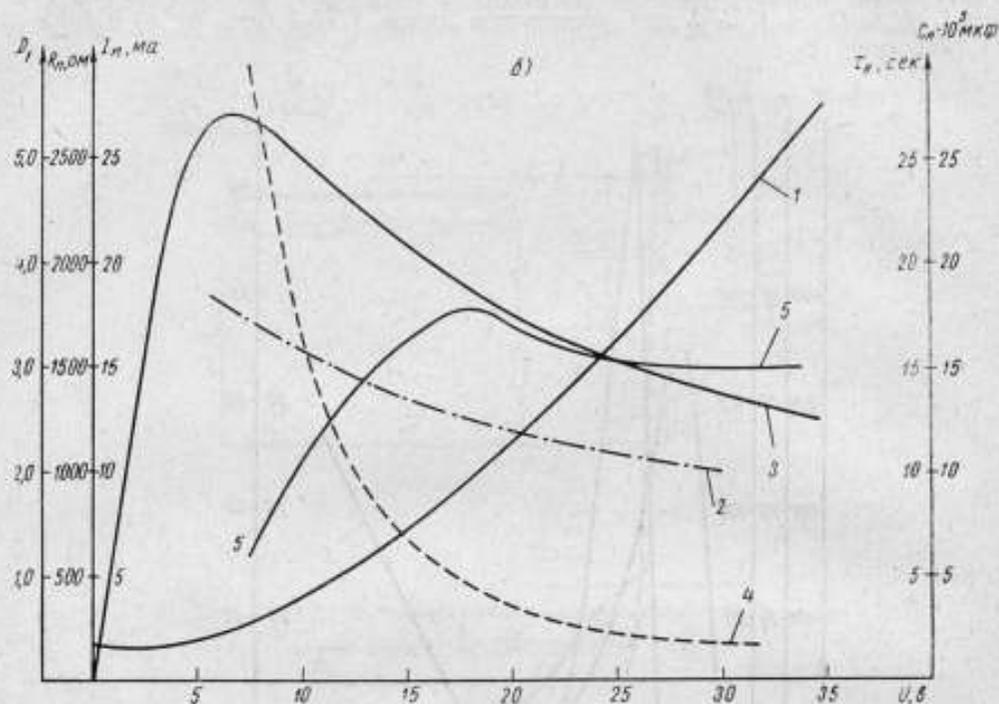


Рис. 6б.

б — для позистора СТ7-1 с номинальным сопротивлением 150 Ом (воздух с $\theta = 29,9^\circ \text{C}$).

На рис. 6 приведены зависимости эквивалентной емкости этих позисторов при изменении поляризующего напряжения: при окружающей среде — воздух и при температуре ее $+29,9^\circ \text{C}$ эквивалентная емкость

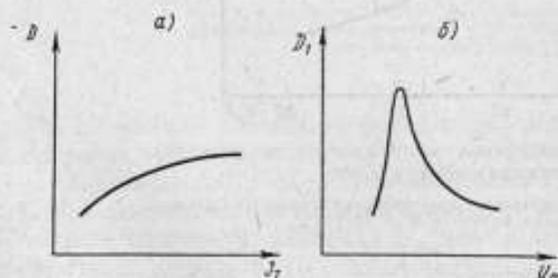


Рис. 7. Вид изменения динамического множителя поляризованных терморезисторов:

а — для термисторов; б — для позисторов. Кривые зависимости от напряжения поляризации U_H параметров позистора: 1 — статического сопротивления R_n , 2 — постоянной времени τ_θ , 3 — тока позистора $I_{\text{пр}}$, 4 — эквивалентной емкости C_n и 5 — динамического множителя D_1 .

меняется плавно с увеличением напряжения поляризации от $30 \cdot 10^3 \text{ мкф}$ до $1,5 \cdot 10^3 \text{ мкф}$ для СТ7-1 и от $45 \cdot 10^3$ до $8 \cdot 10^3 \text{ мкф}$ для СТ5-1. Это делает позистор весьма перспективным элементом, который можно использовать аналогично поляризованному термистору в колебательных цепях инфразвукового диапазона частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шашков А. Г. и Касперович А. С. Динамические свойства цепей с термисторами. Госэнергоиздат, М.—Л., 1962.
2. Шашков А. Г. Колебания в цепях с термисторами. Изд. АН БССР, Минск, 1963.
3. Текстер-Проскуракова Г. Н. Позисторы — терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. «Приборостроение», 1966, № 10.
4. Кизта Е. Termistory. Parametry i charakteristiki. Warszawa, 1964.
5. Робишо Л., Буавер М., Робер Ж. Направленные графы и их приложение к электрическим цепям и машинам. М.—Л., изд. «Энергия», 1964.
6. Заездный А. М., Гуревич И. В. Основы теории сигнальных графов в приложении к радиотехнике. Изд. ЛЭИС им. проф. Бонч-Бруевича, Л., 1966.

Поступила в редакцию
6/11 1967 г.

ОПТИКО-МЕХАНИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР
ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

В настоящее время промышленность выпускает фазометры и корреляторы для анализа сигналов инфранизкочастотного диапазона (и. н. ч). К ним можно отнести фазометр типа НФ-3М и корреляторы типов КА-ИН, ЭАСПС. Поверять и градуировать приборы этих категорий возможно лишь при наличии точных фазосдвигающих устройств и генераторов и. н. ч.

Для проверки и исследования фазометров, работающих на принципе счета импульсов между двумя пересечениями нулей напряжений, необходима аппаратура, обеспечивающая получение двух сигналов не только синусоидальной, но и любой другой формы, фазовые соотношения между которыми могут быть установлены в пределах от 0° до 360° *. Этим требованиям соответствует оптико-механический генератор инфранизких частот ОМГ, блок-схема которого приведена на рис. 1. Двигатель ДМ-3 приводит во вращение вал редуктора P . На его выходном валу закреплен диск «высокочастотного» оптико-механического генератора $BЧ_1$, а также два ведущих шкива $BШ$ с диаметрами D'_1 и D'_2 . Через паразитный ролик $ПР$, который может сцепляться с двумя шкивами и диском механического фильтра $MФ$, вращение передается дискам двух инфранизкочастотных оптико-механических генераторов $ИНЧ_1$ и $ИНЧ_2$.

Механический фильтр $MФ$ служит для уменьшения детонации второго рода, т. е. для снижения «высокочастотных» (30—200 гц) колебаний скорости и. н. ч. вала. Стабилизирующие свойства маховика определяются его моментом инерции I_M

$$I_M = \frac{MD^2}{8} \text{ [кг} \cdot \text{м}^2\text{]}, \quad (1)$$

где M — масса, кг;

D — наружный диаметр маховика, м.

Если в выражении (1) диаметр выразить через радиус, а массу через геометрические размеры, то получим

$$I_M = 2\pi a b \rho R^3 \text{ [кг} \cdot \text{м}^2\text{]}, \quad (2)$$

где R — радиус обода, м;

a, b — ширина и толщина обода, м;

ρ — плотность материала, кг/м^3 , $I_M = 1,95 \text{ кг} \cdot \text{см}^2$ при $R = 12,5 \text{ см}$, $a = 3,2 \text{ см}$, $b = 1 \text{ см}$; $\rho = 7,8 \text{ кг/м}^3$, что является большой величиной.

* Кравченко С. А., Колтик Е. Д. Авторское свидетельство № 160764, 1963 г.

Отношение D'_1/D_2 или D'_1/D_2 определяет кратность частот ОМГ и соответственно дискретность шага по углу приращения фазового сдвига $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{k}, \quad (3)$$

k — кратность частот.

При этом

$$k = \frac{f_{\text{нч}}}{f_{\text{вч}}} = \frac{\omega_{\text{нч}}}{\omega_{\text{вч}}} = \frac{D_2}{D_1}, \quad (4)$$

где $f_{\text{нч}}$ и $f_{\text{вч}}$ — сигналы высокочастотного и низкочастотного оптико-механических генераторов;

D_2 и D_1 — диаметры механического фильтра и одного из двух шкивов ВШ, м.

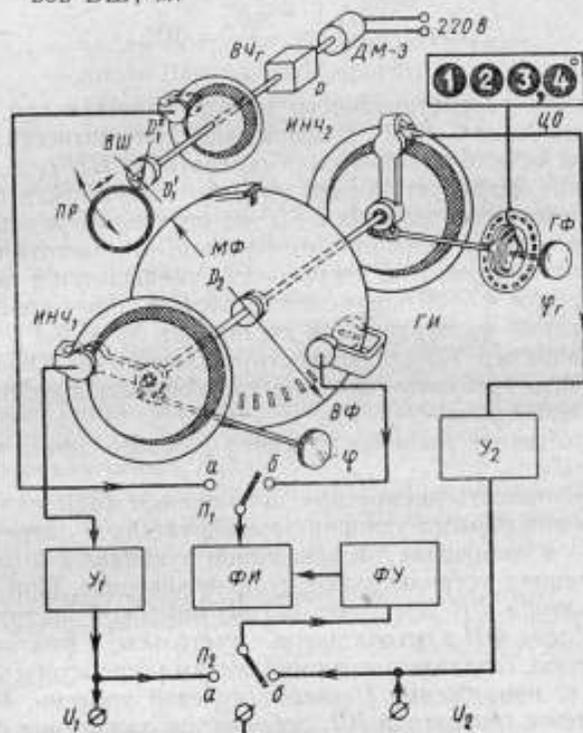


Рис. 1. Блок-схема оптико-механического генератора детерминированных сигналов.

С фотоприемников генераторов ИИЧ₁ и ИИЧ₂ сигналы поступают на усилители $У_1$ и $У_2$, а также на выходные зажимы U_1 и U_2 . На диске МФ сделаны тонкие радиальные прорезы (72 прореза через 5°). Оптическая система, работающая с такими прорезями, представляет собой генератор импульсов ГИ. Оптические системы ГИ и ВЧ, закреплены таким образом, что с помощью регулировочных винтов их можно перемещать по окружности на небольшой угол ($\pm 10^\circ$). А оптические системы генераторов инфракрасной частоты ИИЧ₁ и ИИЧ₂ размещены в поворотных устройствах, укрепленных на подшипниках коаксиально с валом. Каждая из систем при помощи рукояток ГФ и ВФ поворачивается на угол от 0 до 400° червячной 36-кратной передачей. Поворотное устройство генератора ИИЧ₁ выполняет роль вспомогательного фазовращателя ВФ, а генератора ИИЧ₂ — градуированного фазовращателя ГФ. На рукоятке ГФ две шкалы: грубая и точная. Грубая шкала имеет оцифровку от 0 до 360°

через 10° , точная — от 0 до 10° через $0,1^\circ$. Дополнительно для удобства работы оператора введено цифровое отсчетное устройство ЦО, обеспечивающее цифровое показание «геометрического угла» сдвига с помощью четырех индикаторных ламп типа ИН-1. Разрешающая способность системы цифрового отсчета $0,1^\circ$. Электрические фазовые соотношения в отличие от геометрических, контролируются фазоиндикатором ФИ. Индикацию приращений фазы выходного напряжения регистрируют в моменты синфазности двух напряжений, т. е. через интервал времени, равный периоду высокочастотного сигнала $T_{\text{вч}}$. Например, при соотношении кратности частот $k = 36$ приращения фазы выходного напряжения калибратора отсчитывают через интервал

$$\Delta\varphi_{\text{вч}} = \frac{T_{\text{вч}}}{k} = \frac{360^\circ}{36} = 10^\circ.$$

Преимуществом рассматриваемого метода является его высокая точность в диапазоне углов $0+360^\circ$. В самом деле, при кратности частот выходных напряжений оптико-механических генераторов $ИНЧ_1$ и $ИНЧ_2$ и $ВЧ_1$, равной 36, можно легко установить моменты синфазности сравниваемых сигналов с погрешностью порядка $2+3^\circ$ по отношению к периоду высокочастотного напряжения. Если при этом учесть, что частота выходных напряжений в k раз меньше, то и погрешность уменьшится в такое же число раз. Например, при $k = 36$ погрешность отсчета приращений фазы выходного напряжения фазовращателя составляет $\delta\varphi \approx 0,1^\circ$, при больших значениях k (например 72) погрешность снижается до $0,05-0,07^\circ$.

Чтобы получить требуемые фазовые соотношения выходных напряжений U_1 и U_2 необходимо:

1) установить точное значение нулевого фазового сдвига между напряжениями U_1 и U_2 ;

2) проконтролировать дискретные приращения фазы напряжения U_2 .

Для выполнения первого условия переключатель $П_1$ переводят в положение a , а $П_2$ — в положение b и вращением рукоятки ГФ на всех отсчетных приспособлениях устанавливают нулевое значение. При этом на один вход фазоиндикатора ФИ поступает сигнал «высокой частоты», преобразуемый внутри блока ФИ в остrokонечные импульсы, а на второй — остrokонечные импульсы, создаваемые формирующим устройством ФУ в моменты перехода и. н. ч. напряжения U_2 через нулевой уровень. Регулировкой оптической системы генератора ВЧ, добиваются зажигания фотоимпульсной лампы в фазоиндикаторе ФИ (схема фазоиндикатора и ее принцип действия подробно описаны в работе [1]). Затем к зажимам генератора подключают поверяемый прибор и по нему вращением рукоятки ВФ устанавливают нулевой фазовый сдвиг между U_1 и U_2 с погрешностью $1-2^\circ$. Далее, переключатель $П_2$ переводят в положение a и небольшой подрегулировкой ВФ добиваются зажигания фотоимпульсной лампы в ФИ. Этот момент означает точный нулевой сдвиг по фазе между U_1 и U_2 . При осуществлении второго условия переключатель $П_2$ переводят в положение b и вращением градуированного фазовращателя ГФ легко устанавливают любой фазовый сдвиг. Фазовые сдвиги через 10° контролируют по моментам зажигания лампы в фазоиндикаторе.

В случае применения оптико-механического генератора для проверки корреляторов используют предусмотренную в приборе возможность воспроизведения двух сигналов практически любой формы, в частности, полигармонических сигналов, корреляционные функции которых выражаются аналитически. Временные соотношения между коррелируемыми сигналами устанавливают способом, описанным выше.

Диапазон частот оптико-механического генератора

Учитывая, что стабильность частоты в государственной энергосистеме высока (0,2%), целесообразно в генераторе использовать многоскоростные синхронные двигатели. Для привода ОМГ применяют магнитофонный синхронно-гистерезисный двигатель типа ДМ-3, имеющий при напряжении питания 220 в и частоте 50 гц [2] три скорости: 3000, 1500 и 750 об/мин. Для получения диапазона частот используют принцип механического деления частоты с помощью редуктора. Тогда частоту оптико-механического генератора можно выразить как

$$f_{\text{мех}} = \frac{n_{\text{дв}}}{60pK_pQ} = \frac{f_c}{pK_pQ}, \quad (5)$$

где $n_{\text{дв}}$ — число оборотов двигателя, об/мин;
 $p = 1, 2, 3, \dots$ — число пар полюсов двигателя;
 K_p — коэффициент редукции между двигателем и ВЧ;
 Q — то же между ВЧ, ИИЧ₁ и ИИЧ₂;
 f_c — частота сети, от которой питается двигатель, гц.

Между двигателем ДМ-3 и ВЧ включены четыре передачи — одна прямая и три с понижением (рис. 1). Коэффициенты редукции K_p соответственно равны 1; 3,5; 10; 35. Между валами генераторов ВЧ, ИИЧ₁ и ИИЧ₂ введен замедлитель с коэффициентами 2,5 и 36, что удобно для получения двух когерентных колебаний с кратностью частот 36. В связи с тем, что оптико-механический генератор с маской в виде одного периода не может обеспечить частоту выше 50 гц (3000 об/мин) для калибровки фазовых сдвигов можно использовать импульсы, полученные оптико-механическим путем. Таким образом, при выходных частотах выше 1,4 гц фазовый сдвиг измеряют по совпадению импульсов (с генератора ГИ — положение б переключателя П₁).

Результаты расчета частоты по формуле (5) сведены в таблицу. Эксперименты показали, что в диапазоне 0,01 + 20 гц нестабильность инфранизких частот ОМГ не превышает 0,3—0,4%.

Расчет частот оптико-механического генератора

Передача	Частота (гц) при скорости двигателя, об/мин		
	3000	1500	750
От двигателя к ВЧ при K_p :			
1	50	25	12,5
3,5	14,3	7,15	3,58
10	5	2,5	1,25
35	1,43	0,715	0,0358
От ВЧ к ИИЧ при Q :			
2,5	20	10	5
	5,72	2,86	1,43
	2	1	0,5
	0,572	0,286	0,143
36	1,4	0,7	0,35
	0,4	0,2	0,1
	0,14	0,07	0,035
	0,04	0,02	0,01

Наиболее интересен соосный редуктор (рис. 2), обеспечивающий прямую передачу и декадную понижение числа оборотов двигателя. Входной вал 1 соединен с блоком сателлитов 2, в его подшипниках 3 помещен вал с двумя сателлитами 4. На выходном валу 5, соединенном с одним сател-

фокусирующего линию просветки на плоскость кристалла фототранзистора типа ФТГ-1. Фокус линзы 4 находится на вращающемся диске 2 генератора ГИ, т. е. на диске механического фильтра МФ. Оптическая система синусоидальных генераторов имеет те же элементы, что и описанная выше, однако вместо источника света 1 применен импульсный строботрон типа ИСШ-15 — источник кратковременных вспышек многократного действия. Учитывая нестабильность работы фототранзистора в аналоговом режиме, применена засветка его кристалла короткими вспышками от импульсного источника света — строботрона. Чтобы полоса пропускания составляла 50 гц, частота импульсной засветки выбрана в 20 раз больше, т. е. 1000 гц.

В связи с новизной использования импульсной засветки в ОМГ представляет интерес получение напряжения при синусоидальной маске и импульсной просветке фототранзистора. Учитывая, что световые импульсы имеют «высокую» частоту следования, для упрощения световой поток можно представить как синусоидальный сигнал «высокой частоты»

$$\Phi = \Phi' (1 + \sin \Omega t), \quad (6)$$

где Φ' — интенсивность светового потока;
 Ω — частота вспышек строботрона, гц.

При вращении диска с маской интенсивность меняется по синусоидальному закону с угловой частотой ω

$$\Phi = \frac{\Phi_c}{2} (1 + \sin \omega t) (1 + \sin \Omega t), \quad (7)$$

где Φ_c — световой поток строботона, лм.

Учитывая, что

$$\sin \omega t \sin \Omega t =$$

$$= \frac{1}{2} [\cos(\Omega - \omega)t - \cos(\Omega + \omega)t] = 0,$$

а $\omega \ll \Omega$, получим

$$\Phi = \frac{\Phi_c}{2} (1 + \sin \Omega t + \sin \omega t). \quad (8)$$

При воздействии светового потока из кристалл фототранзистора получают три составляющие сигнала, из которых постоянная составляющая исключается встречным напряжением, а сигнал с частотой Ω отфильтровывается двухзвенным LCRC-фильтром с частотой среза $0,1\Omega$. Напряжение $U_{в\max}$ можно выразить как произведение выходного тока фототранзистора $i_{в\max}$ на сопротивление нагрузки R_n :

$$\begin{aligned} U_{в\max} &= i_{в\max} R_n = \\ &= K_\Phi E \left(\frac{r_\Phi}{r_\Phi + R_n} \right) R_n = K_\Phi \frac{\Phi_{\max}}{S_{кр}} \left(\frac{r_\Phi}{r_\Phi + R_n} \right) R_n, \end{aligned} \quad (9)$$

где $K_\Phi = \left. \frac{\partial i_n}{\partial E} \right|_{U_n = \text{const}} = 6,5 \text{ мка/лм}$ — чувствительность фототранзистора [3].

В формуле (9) приведены параметры, характеризующие транзистор: E и $S_{кр}$ — освещенность (лк) и площадь кристалла (м^2);

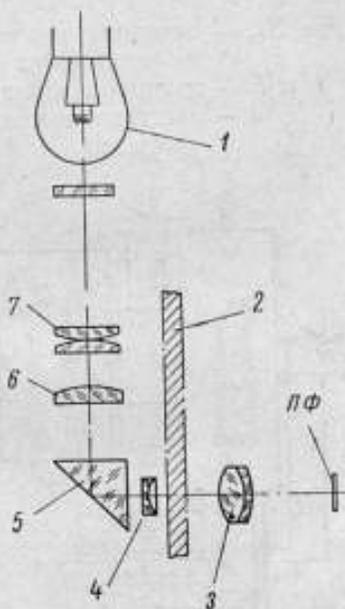


Рис. 3. Ход лучей в оптической системе.

ПФ — плоскость фототранзистора.

$r_{\phi} = \frac{r_k}{B_{\phi}} + 1$ — выходное сопротивление ($r_{\phi} = 11$ ком для фототранзистора типа ФТГ-1);

B_{ϕ} — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером.

Световой поток от строботрона типа ИСШ-15 с силой света 0,25 св, попадающий в щель просветки и на кристалл фототранзистора, может быть выражен как

$$\Phi_{\max} = \Phi_c \frac{S_{\text{шт}}}{S_{\text{ст}}} = \Phi_c \frac{bh}{2\pi \left(l \operatorname{tg} \frac{57,3^\circ}{2} \right)^2}, \quad (10)$$

где $S_{\text{ст}}$ — площадь, перпендикулярная световому потоку в стерадиане на расстоянии l ;

b и h — ширина и длина щели просветки;

l — расстояние между световым центром строботрона и щелью просветки.

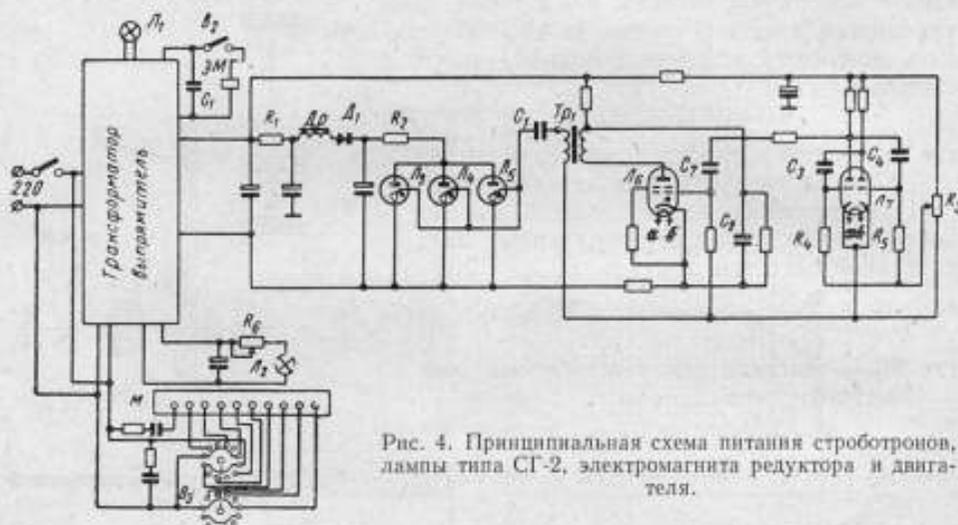


Рис. 4. Принципиальная схема питания строботронов, лампы типа СГ-2, электромагнита редуктора и двигателя.

При $l = 5,82$ см, $b = 0,01$ см, $h = 1,4$ см, $\Phi_c = 0,25$ получаем $\Phi_{\max} = 0,7 \cdot 10^{-4}$ лм. Расчет по формуле (9) при $S_{\text{кр}} = 2$ мм², $R_{\text{н}} = 3,9$ ком дает напряжение на выходе фототранзистора $\frac{U_{\text{н max}}}{2\sqrt{2}} = 236$ мв.

Строботроны работают при включении их в специальные электронные схемы.

На лампе L_1 собран мультивибратор, частоту которого регулируют резистором R_3 (рис. 4). Номинальные значения резисторов R_{3-5} составляют 51 ком, а конденсаторов C_{3-4} — 200 пф. Тиратрон ТТ = 0,1/1,3 (L_4) представляет собой электронный ключ, замыкающий цепь из конденсатора C_1 и первичной обмотки импульсного трансформатора Tr_1 . Возникающие высокочастотные колебания со вторичной обмотки Tr_2 через конденсатор C_2 подводят к электродам поджигания трех строботронов L_{3-5} типа ИСШ-15, вследствие чего инертный газ (ксенон) становится проводящим и одновременно в трех строботронах происходит вспышка. Строботроны питаются через резисторы R_{1-2} , дроссель Dp и диод D_1 . Последний служит для отсечки обратной волны тока, накопленного в дросселе при разряде строботронов. L_1 — обычная сигнальная лампа, лампа L_2 — оптическая, типа СГ-2, работает в генераторе импульсов ГИ.

Силу света лампы L_2 можно регулировать реостатом R_6 . На рис. 4 показана также принципиальная схема переключения полюсов двигателя ДМ-3 (обозначен на схеме M) и схема питания электромагнита ЭМ decadeного редуктора.

Усилитель постоянного тока

Так как генератор работает на частотах вплоть до нулевой, то усилитель, следующий за фототранзистором, должен иметь непосредственную связь между всеми каскадами. Именно так выполнена схема усилителя постоянного тока опико-механического генератора ГИ. У генераторов ВЧ₁, ИИЧ₁ и ИИЧ₂ фототранзистор работает в дискретном режиме, а УПТ — в аналоговом.

Фототранзистор ПП₁ типа ФТГ-1 работает по схеме база—эмиттер (рис. 5). Для токов низкой частоты цепь эмиттер—база практически зако-

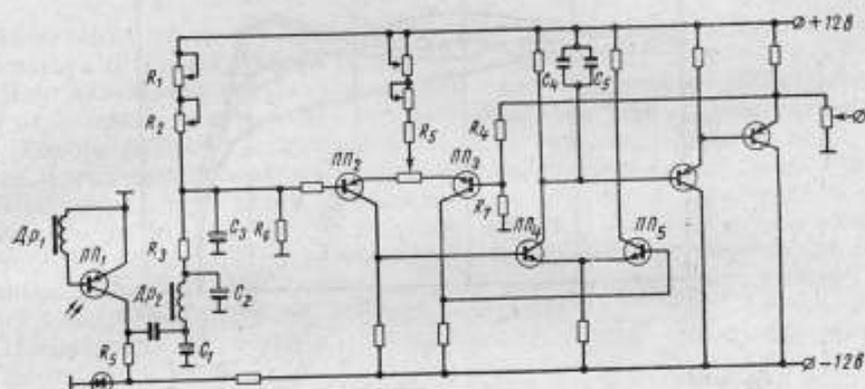


Рис. 5. Принципиальная схема инфранизкочастотного канала.

рочена, а для токов высокой частоты — разомкнута. При работе по такой схеме шумы уменьшаются в 4—5 раз, в то же время чувствительность к световым импульсам практически остается неизменной.

Испытание этой схемы показало ее стабильность как от температуры, так и от фоновой засветки, причем изменение напряжения от температуры не превышает $0,1 \text{ мВ/град}$. Так, схема оказалась работоспособной при увеличении температуры до $+60^\circ \text{C}$, а постоянной засветки — до 9000 лк ($R_5 = R_6 = 3,9 \text{ ком}$, частота импульсной засветки 1 кГц , индуктивность дросселя $Др_1 = 2 \text{ мГн}$). Двухзвенный П-образный фильтр нижних частот ($Др_2, C_1, C_2, R_3, C_3$) пропускает частоты ниже 100 Гц . Резисторы R_{1-2} предназначены для исключения постоянной составляющей, образующейся после отфильтровывания высокочастотных импульсов. Характеристическое сопротивление фильтра (R_0) равно 600 ом .

Для получения выходных сигналов опико-механического генератора порядка $5-10 \text{ в}$ разработаны два усилителя постоянного тока УПТ по схеме рис. 5. Подобные усилители использованы также и в высокочастотных каналах генератора. Как показали эксперименты, полоса пропускания УПТ составляет $90-80 \text{ кГц}$ (рис. 6, а). Коэффициент усиления УПТ был определен при входном сигнале $U_{вх} = 240 \text{ мВ}$. Из рисунка видно, что усилители 2 и 4 идентичны. Транзисторы ПП₂₋₃ (рис. 5) одинаковые ($\beta = 50$). Обратная связь R_4, R_7 была рассчитана таким образом, чтобы обеспечить коэффициент усиления по напряжению K_v , равный 33. Как показали экспериментальные исследования, на УПТ

получены характеристики, весьма близкие к расчетным: полный коэффициент K_y разомкнутой цепи равен 1200; в первом каскаде $K_y = 15$, во втором $K_y = 80$. Коэффициент K_y усилителя с обратной связью оказался равным 32. Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{нmax}}}{2\sqrt{2}} K_y = 7,55 \text{ в.}$$

На частоте 180—190 кГц происходило самовозбуждение усилителя, которое исключали, добавляя емкость 0,09 мкф ($C_{4-5} = 0,047$).

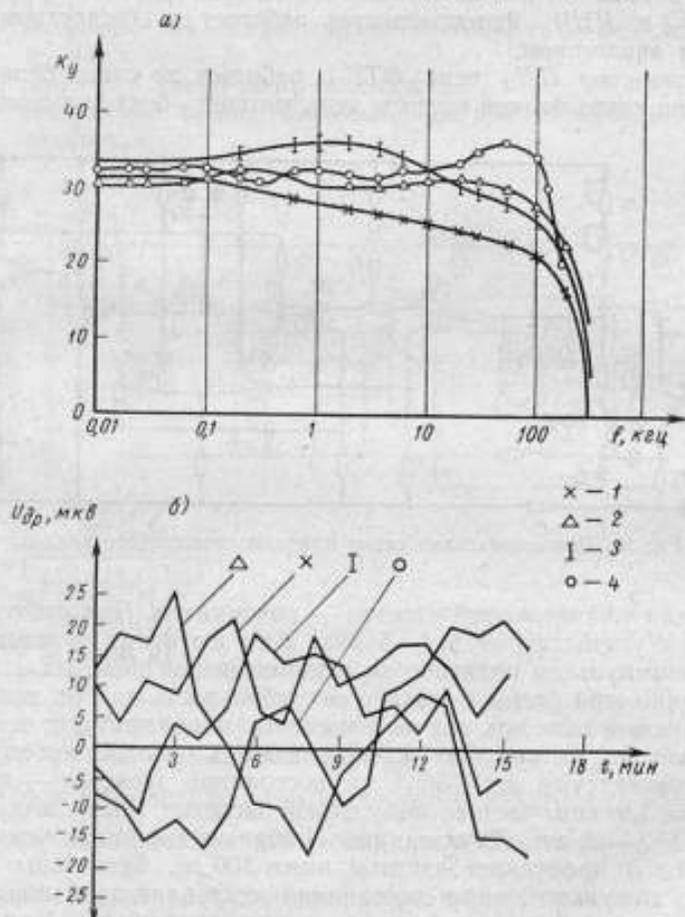


Рис. 6. Характеристика УПТ:

а — полоса пропускания; б — дрейф УПТ за 15 мин (период сигнала с частотой 0,001 Гц). 1—4 — кривые образцов усилителей постоянного тока.

На рис. 6, б приведены кривые, показывающие, что дрейф относительного входного сигнала в течение 15 мин ($f_{\text{вх}} = 0,001 \text{ Гц}$) меньше 25 мкВ/град. Чтобы получить такой относительно низкий дрейф, пары транзисторов $ПП_{2-3}$ и $ПП_{4-5}$ необходимо термически замкнуть друг с другом, для чего они были залиты сплавом Вуда (температура плавления 65°C) и погружены в парафин.

Анализ погрешностей установки фазового сдвига

Погрешность установки фазового сдвига ОМГ можно подсчитать по формуле

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_4, \quad (11)$$

где составляющие погрешности

$\Delta\varphi_1$ — вызванная нестабильностью коэффициента кратности (передачи через паразитный ролик ПР);

$\Delta\varphi_2$ — от несоосной установки оптических систем относительно оси;

$\Delta\varphi_3$ — из-за уходов уровней в УПТ;

$\Delta\varphi_4$ — от фильтрации несущей частоты.

Рассмотрим составляющие погрешности:

$$\Delta\varphi_1 = \frac{360^\circ}{K} \Delta k.$$

Изменение Δk может происходить вследствие проскальзывания вала генератора ВЧ, относительно вала и. н. ч.-генератора.

Для определения проскальзывания вала генератора, наблюдаемого при включении, был проведен ряд экспериментов. Вал проскальзывал на 1,5 оборота (обороты двигателя считали до момента трогания и. н. ч.-вала), когда паразитный ролик прижимали с силой 1,5 кг, и на 1/20—1/15 оборота, когда ролик прижимали заклиниванием. Это вносило погрешность по фазе 18—24° на высокой частоте и 0,5—0,64° — на низкой частоте. Регулировкой вспомогательного фазовращателя погрешность $\Delta\varphi_1$ уменьшали до 0,05—0,07°. Отсюда видно, что останавливать и включать двигатель во время поверки фазометров нельзя.

Погрешность от несоосности оптических систем можно определить по формуле

$$\Delta\varphi_2 = \frac{\delta \cdot 360^\circ}{l_{\text{окр}}} = \frac{\delta}{\pi D} \cdot 360^\circ, \quad (12)$$

где δ — несоосность осей, м;

$l_{\text{окр}}$ — длина окружности диска с маской, м;

D — диаметр диска, м.

При $D = 0,2$ м, $\delta = 0,001$ м, погрешность $\Delta\varphi_2 = 0,58^\circ$.

Несоосность можно определить косвенным методом путем измерения фазовых сдвигов между выходными напряжениями оптико-механического генератора. Для этого целесообразно использовать фазометры с высокой чувствительностью, например типа Ф2-1, либо английский типа Д729ВМ, имеющий чувствительность 0,05° в диапазоне углов 0—6°.

При использовании в качестве фазоиндикатора фазометра типа НФ-3М вносится погрешность $\Delta\varphi_3$ из-за нестабильности момента запуска его счетчиков. Эта погрешность обусловлена уходом нулевых уровней УПТ оптико-механического генератора. Опуская длительные преобразования, приведем конечную формулу для ее определения.

$$\Delta\varphi_3 = \frac{U_c [2U_{\text{дв}} + (U_{\text{дф}} K_c)] K_y}{U_{\text{вф}} K_y} \cdot [(U_{\text{ф}} K_y)^2 - U_c^2]^{-\frac{1}{2}} \cdot 360^\circ, \quad (13)$$

где U_c — уровень срабатывания счетчика фазометра, в;

$U_{\text{дв}}$ — дрейф УПТ, мкв;

$U_{\text{дф}}$ — дрейф напряжения фототранзистора, мкв;

K_c — коэффициент неравномерности вспышки строботрона;

K_y — коэффициент усиления УПТ;

$U_{\text{ф}}$ — выходное напряжение фототранзистора, мв.

Расчет по формуле (13) при экспериментальных данных $K_v = 33$, $U_{дх} = 25$ мкв, $U_c = 0,5$ в, $U_{зф} = 300$ мкв [3]; $K_c = 1,3$, $U_\phi = 236$ ма дает $\Delta\varphi_3 = 0,043 \approx 0,05^\circ$.

Недостаточная фильтрация несущей частоты может привести к погрешности, которую можно определить по формуле

$$\Delta\varphi_4 = 57,3^\circ \sum_{\lambda=2}^n (\beta'_\lambda \sin \Delta\varphi_\lambda + \beta''_\lambda \sin \Delta\varphi_\lambda), \quad (14)$$

где β'_λ , β''_λ — амплитуды гармоник;

$\Delta\varphi_\lambda$ — угол сдвига λ гармоники относительно основной волны. Эксперименты показали, что сигналы на выходе генераторов $ИНЧ_1$ и $ИНЧ_2$ имеют в своем спектре в основном третью гармонику при $\beta'_3 = 2,5\%$, $\beta''_3 = 2,7\%$ и $\Delta\varphi_3 = 10^\circ$. Тогда получим $\Delta\varphi_4 = 0,25^\circ$.

Подставив значения $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$, $\Delta\varphi_3$, $\Delta\varphi_4$ в формулу [11], будем иметь $\Delta\varphi \approx 0,9^\circ$.

В точках калибровки фазового сдвига с помощью фазоиндикатора погрешность будет уменьшаться и определяется его чувствительностью, которая может быть получена равной $0,03^\circ$ [1].

Выводы

1. Оптико-механические генераторы детерминированных сигналов можно применять для поверки и исследований и. н. ч.-фазометров и корреляторов. Приборы этой категории обеспечивают воспроизведение не только гармонических напряжений, но и сигналов сложной формы.

2. Погрешности воспроизведения заданных дискретно временных сдвигов между выходными напряжениями могут быть снижены до $0,1^\circ$. В интервалах между дискретными значениями временных сдвигов погрешности не превышают 1° .

3. При некоторой доработке механического привода представляется возможным изменять частоты выходных напряжений по заданной программе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Точные фазосдвигающие устройства для диапазона инфранизких частот 0,001-100 сд. «Труды институтов Госкомитета стандартов», вып. 82 (142). М.—Л. Издательство стандартов, 1965.
2. Колишук В. Т., Травников Е. Н. Конструирование и расчет магнитофонов. Изд. «Техника», Киев, 1965.
3. Горохов В. А. Полупроводниковые приборы и их применение. Сб. под редакцией Я. А. Федорова, вып. 10. Изд. «Сов. радио», 1963.

Поступила в редакцию
28/1 1967 г.

К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ
РЕОСТАТНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

В устройствах, задающих образцовый сдвиг фаз между двумя напряжениями, главным элементом является круговой фазовращатель. В диапазоне высоких частот могут быть использованы контактные и бесконтактные индуктивные или емкостные фазовращатели различных типов. В диапазоне низких и инфранизких частот (1000—0,0001 гц) в качестве круговых могут быть использованы только реостатные фазовращатели (рис. 1), представляющие собой кольцо из изоляционного материала, на которое плотно намотана обмотка тонкого провода с высоким удельным сопротивлением. В четырех точках кольца от обмотки сделаны отводы, к которым подаются четыре напряжения, сдвинутые по фазе между собой на угол 90°. По обмотке перемещается движок, обеспечивающий съём напряжения с переменными фазовыми соотношениями.

Известная методика определения фазовой погрешности реостатных фазовращателей [1] основана на алгебраическом решении прямоугольных треугольников и довольно сложна при ее практическом использовании. Ниже описывается новая методика, основанная на принципах дифференцирования [2].

Фазовый сдвиг сигнала, снимаемый с движка кругового потенциометра, определяют по формуле

$$\varphi = \alpha + \Delta\varphi_1 = \alpha + \frac{d\left(\frac{U_{\max} - U_{\text{нх}}}{U_{\text{нх}}}\right)}{d\alpha} = \alpha + \frac{d\left(\frac{U'}{U_{\text{нх}}}\right)}{d\alpha}, \quad (1)$$

где α — угол поворота движка;
 $\Delta\varphi_1$ — погрешность фазовращателя;
 U_{\max} — напряжение, снимаемое с движка фазовращателя;
 $U_{\text{нх}}$ — напряжение на отводах потенциометра;
 $U' = U_{\max} - U_{\text{нх}}$ — колебание напряжения.

Например, при равномерном (круговом) распределении напряжения создается «квазивращающееся» поле, отличающееся постоянством потенциала в любой точке фазовращателя, т. е. у которого $U_{\max} = \text{const}$, $U_{\text{нх}} = \text{const}$ и $\Delta\varphi_1 = 0$. Графики потенциалов и фазы для этого случая показаны на рис. 2. Если к кольцевому потенциометру подвести четыре напряжения, сдвинутых по фазе на 0, 90, 180 и 270°, то потенциальное поле получит форму квадрата (рис. 1 — пунктир, а график потенциала в этом случае показан на рис. 2, в). Определим погрешность по фазе, учитывая такое распределение потенциала

$$\Delta\varphi_1 = \frac{d\left(\frac{U'}{U_{\text{нх}}}\right)}{d\alpha} [\text{рад}]. \quad (2)$$

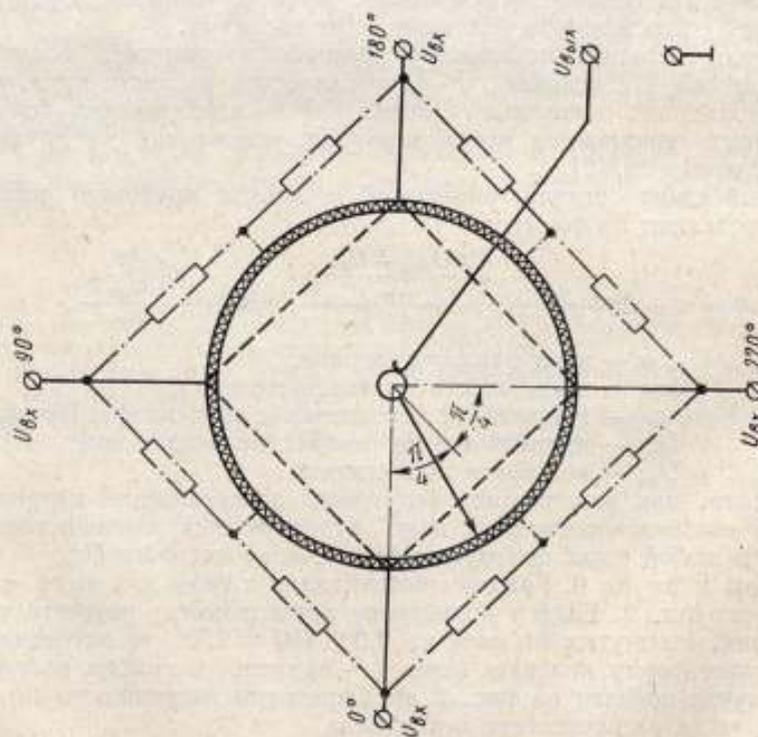


Рис. 1. Резистивный кольцевой фазоинвертирующий элемент.

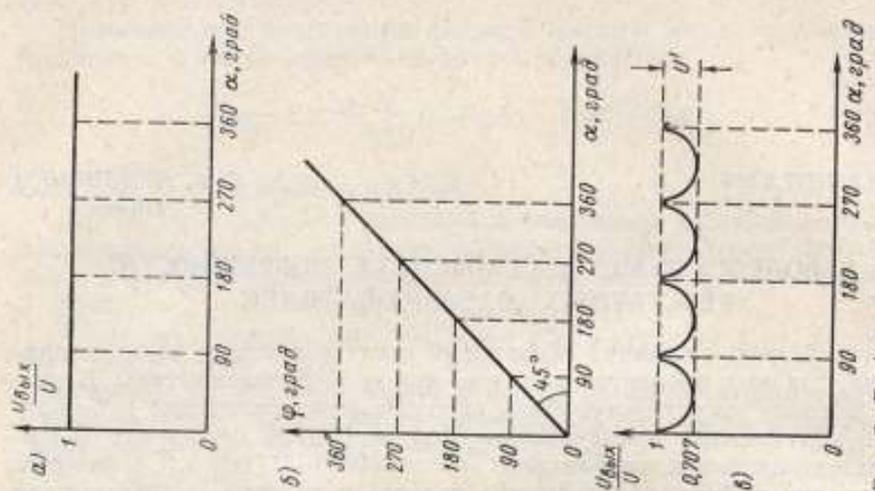


Рис. 2. График изменения напряжения (а) и фазового сдвига (б) при круговом распределении потенциала и распределении его по квадрату (в).

Принимая $U_{вх} = 1$, получим

$$\Delta\varphi_1 = \frac{dU'}{d\alpha}. \quad (3)$$

Если рассматривать функцию U' как квадратичную, заданную на определенном интервале и далее продолженную периодически, то ее можно разложить в ряд Фурье. Перенеся ось ординат в середину интервала и ограничив изменение угла α в промежутке $-\frac{\pi}{4} < \alpha < +\frac{\pi}{2}$ получим

функцию $U' = B\alpha^2$ (рис. 3, а), где B — некоторая постоянная. Учитывая периодичность функции U' , можно аппроксимировать ее в данном интервале выражением

$$U' = B \left[\frac{\pi^2}{3} - 4 \left(\frac{\cos \alpha}{1} - \frac{\cos 2\alpha}{2^2} + \frac{\cos 3\alpha}{3^2} - \dots \right) \right]. \quad (4)$$

Постоянную B определяют из краевых условий по формуле (4). При $\alpha = \frac{\pi}{4}$ и $U'_m = 1 - \frac{\sqrt{2}}{2}$ (рис. 3, в) $B = 0,375$.

Таким образом, подставив формулу (4) в выражение (3) и продифференцировав, получим

$$\Delta\varphi_1 = -4B \left(-\sin \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{3} \sin 3\alpha \dots \right). \quad (5)$$

На рис. 3, б показана кривая погрешности в зависимости от распределения потенциала фазовращателя в одном квадранте по кольцу кругового потенциометра. Для определения экстремумов функции погрешности приравняем к нулю производную по углу и найдем α_{max} :

$$\frac{d(\Delta\varphi_1)}{d\alpha} = \frac{d^2(U')}{d\alpha^2} = 0. \quad (6)$$

После дифференцирования формулы (5), приведения подобных членов и преобразования имеем

$$0,9 \cos^3 \alpha - 2 \cos^2 \alpha + \frac{1}{3} \cos \alpha + 1 = 0. \quad (7)$$

Произведя замену $\cos \alpha = x$, получим уравнение третьей степени

$$x^3 - 2,22x^2 + 0,36x + 1,11 = 0. \quad (8)$$

Применяя метод последовательного деления многочленов, получаем корень уравнения (8) $x_1 = 2,25$. Зная корень x_1 , в результате деления на него уравнения (8) получаем уравнение

$$x^2 + 0,16x + 0,49 = 0, \quad (9)$$

решив которое находим корни $x_2 = 0,781$ и $x_3 = 0,625$.

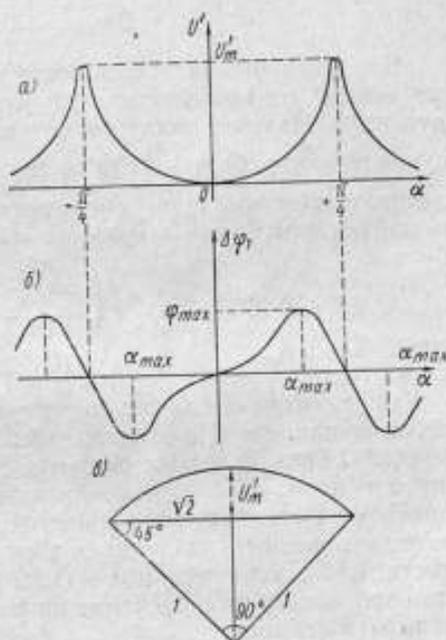


Рис. 3. График функции распределения потенциала и фазы.

а — функция распределения потенциала в одном квадранте, аппроксимированная как квадратичная, при углах от $-\frac{\pi}{4}$ до $+\frac{\pi}{4}$; б — функция фазовой погрешности фазовращателя; в — краевое условие колебания напряжения фазовращателя.

Корень x_1 отбрасываем, как не имеющий физического смысла. Производя обратную замену $\cos \alpha = x$, получаем геометрический ряд углов, при которых погрешность максимальна:

$$\alpha_{1\max} = 38^\circ \pm \frac{\pi}{2} n; \quad \alpha_{2\max} = 51^\circ \pm \frac{\pi}{2} n,$$

где $n = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ — числа натурального ряда.

Определим максимальную погрешность фазовращателя. Подставив значения α в выражение (5), будем иметь

$$\Delta\varphi_{1\max} = 0,1 \text{ [rad]} = 5,7^\circ.$$

Для уменьшения погрешности по амплитуде и фазе включают выравнивающие сопротивления [3] в каждом квадранте (рис. 1 — штрихпунктир). Наличие таких сопротивлений через каждые 45° сужает предел существования функции $\Delta\varphi$ в два раза: $-\frac{\pi}{8} < \alpha < +\frac{\pi}{8}$. Для определения погрешности по амплитуде подставим $\alpha = \pi/8$ в выражение (4) и найдем колебания выходного напряжения

$$U' = 0,375 \left[\frac{\pi^2}{3} - 4 \left(\frac{\cos \frac{\pi}{8}}{1} - \frac{\cos \frac{2\pi}{8}}{4} + \frac{\cos \frac{3\pi}{8}}{9} \dots \right) \right] = 0,0925 = 9,25\%.$$

Как известно, в случае отсутствия выравнивающих сопротивлений колебания напряжений составляют 29%, в нашем случае они снижаются до 9,2%. При этом максимальная расчетная погрешность по фазе уменьшается до $1,78^\circ$. Экспериментальные исследования, проведенные для проверки расчетных погрешностей, показали, что погрешность фазовращателя в разных квадрантах различна (минимальное значение погрешности $1,42^\circ$, максимальное — $1,89^\circ$). Результаты сравнения экспериментальной проверки с расчетом по ранее известной и новой методике приведены в таблице.

Кольцевой фазовращатель	Погрешность фазовращателя			Результаты эксперимента
	обозначение	рассчитана по методике		
		известной	новой	
Без дополнительных выравнивающих сопротивлений	ΔU	29%	30%	30,5% 4,7—5,6°
	$\Delta\varphi$	4,6°	5,7°	
С выравнивающими сопротивлениями	ΔU	8%	9,2%	8,6% 1,42—1,89°
	$\Delta\varphi$	1,5°	1,78°	

Такое несовпадение теоретических и экспериментальных данных можно объяснить: неточностью аппроксимирующей функции, погрешностью фазометра, примененного при измерениях, и неодинаковостью формы кривой напряжения, подводимого к четырем отпайкам кольца потенциометра фазовращателя.

Заключение

Расчет погрешностей круговых реостатных фазовращателей при практически одинаковых результатах существенно упрощается при использовании новой методики определения погрешностей, основанной на дифференцировании функции распределения потенциала по кольцевому реостату.

ЛИТЕРАТУРА

1. Асеев Б. П. Фазовые соотношения в радиотехнике. М., Связьиздат, 1954.
2. Кравченко С. А. Разработка и исследование образцовой фазометрической аппаратуры на диапазон инфранизких частот (0,001—100 гц). Автореферат диссертации. Л., ВНИИМ, 1966.
3. Колтик Е. Д. Двухканальный калибратор фазы. «Труды институтов Комитета стандартов», вып. 74 (134). М.—Л., Стандартгиз, 1963.

Поступила в редакцию
5/IV 1967 г.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ
НА RC-ЭЛЕМЕНТАХ

В измерительной технике довольно часто необходимо иметь два вектора напряжения, сдвинутых один по отношению к другому на 90° и равных по модулю в определенном диапазоне частот. В работах [1 и 2] описаны способы получения этих напряжений путем использования последовательно включенной RC-цепочки. Такие цепочки в измерительной технике известны под названием фазовращателей на RC-элементах [3].

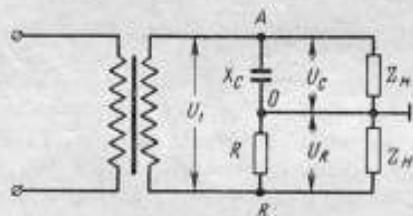


Рис. 1. Схема фазовращателя на RC-элементах.

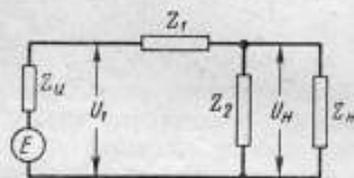


Рис. 2. Общий вид схемы фазовращателя на RC-элементах.

Последние применяются в дифференцирующих и интегрирующих фазовращателях, а также в фазовращателях мостикового типа [4, 5].

В литературе нет достаточно полных данных о фазовращателях, поэтому в данной работе приведены некоторые результаты теоретических исследований фазовращателей на RC-элементах (рис. 1). Чтобы рассмотреть работу фазовращателя, представим схему рис. 1 в более общем виде с учетом внутреннего сопротивления генератора (рис. 2). Анализируя эту схему, весьма удобно применить теорию четырехполюсника. Тогда комплексное выражение для коэффициента передачи K_n будет иметь вид

$$K_n = \frac{\dot{E}}{U_n} = A_{11} + \frac{A_{12}}{Z_n} + A_{21}Z_n + A_{22} \frac{Z_n}{Z_u}, \quad (1)$$

где A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} — постоянные, зависящие от параметров схемы.

Модуль коэффициента передачи K_n определяется как отношение напряжений входного U_1 и нагрузки U_n .

Допустим, что выполняются два условия:

$$Z_u = \infty \text{ и } Z_n = 0.$$

При этом коэффициент передачи будет

$$K_n = A_{11} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}.$$

Для конкретной схемы фазовращателя, указанной на рис. 3,

$$K_{н1} = 1 + \frac{1}{j\omega CR}.$$

Из этого выражения можно определить модуль

$$K_{н1} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2}}$$

и аргумент коэффициента передачи

$$\varphi_1 = -\arctg \frac{1}{\omega CR}. \quad (2)$$

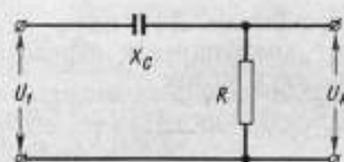


Рис. 3. Схема дифференцирующего RC-фазовращателя.

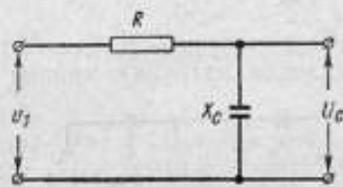


Рис. 4. Схема интегрирующего RC-фазовращателя.

Положим, что параметры RC-цепочки выбраны так, что при угловой частоте ω справедливо равенство реактивного X_C и активного R сопротивлений. В этом случае, очевидно,

$$\omega CR = 1; \quad (3)$$

$$K_{н1} = \sqrt{2} e^{-j45^\circ} \text{ и } \varphi_1 = -45^\circ.$$

Для схемы, указанной на рис. 4,

$$K_{н2} = \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2} \text{ и } \varphi_2 = \arctg \omega CR. \quad (4)$$

При условии (3)

$$K_{н2} = \sqrt{2} e^{j45^\circ} \text{ и } \varphi_2 = 45^\circ.$$

Отношение между напряжениями U_R и U_C будет

$$\frac{U_R}{U_C} = \frac{K_{н2}}{K_{н1}} = \omega CR e^{j\varphi_2},$$

где $\varphi_2 = \arctg \omega CR + \arctg \frac{1}{\omega CR}$ — угол между ними.

В том случае, когда желательно получить два напряжения, сдвинутых между собой на 90° , но равных по величине, следует выбрать параметры цепочки так, чтобы обеспечить условие (3). При этом условии

$$\frac{U_R}{U_C} = e^{j90^\circ}; \quad U_R = jU_C.$$

т. е. между AO и BO (рис. 1) получаются напряжения, равные по величине и сдвинутые по фазе на угол 90° (рис. 5).

На погрешность фазовращателя оказывает влияние ряд факторов. Рассмотрим прежде всего источники систематических погрешностей, а также возможные пути их исключения или уменьшения.

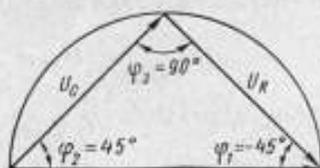


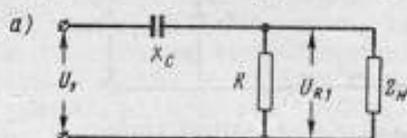
Рис. 5. Векторная диаграмма RC-фазовращателя без нагрузки.

Влияние сопротивления нагрузки

Чтобы определить погрешность, обусловленную конечным значением сопротивления нагрузки, рассмотрим уравнение (1). Предположим, что $Z_n \neq \infty$ и $Z_n = 0$. (В большинстве случаев Z_n — активное сопротивление.) Тогда, преобразуя уравнение (1) с учетом значения коэффициентов четырехполюсника и в соответствии со схемами рис. (2) и (6, а), получим

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2} \left(1 + \frac{R}{z_n}\right)^2}; \\ \varphi_1 &= -\operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C R} \left(1 + \frac{R}{z_n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для определения погрешности фазовращателя $\Delta\varphi_1$ из-за влияния сопротивления нагрузки найдем аргумент коэффициента передачи как разность двух углов:



$$\operatorname{tg}(\varphi_1 - \Delta\varphi_1) = -\frac{1}{\omega C R} \left(1 + \frac{R}{z_n}\right). \quad (6)$$

Можно показать, что когда $z_n \rightarrow \infty$, то $\operatorname{tg}(\varphi_1 - \Delta\varphi_1) \rightarrow \frac{1}{\omega C R}$. Если левую часть уравнения (6) представить как тангенс разности двух углов и провести ряд преобразований, то связь искомой погрешности с параметрами фазовращателя и сопротивлением нагрузки будет определена в виде

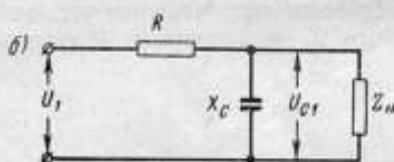


Рис. 6. Схемы RC-фазовращателей с нагрузкой:
а — дифференцирующего, б — интегрирующего.

$$\Delta\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{-\operatorname{tg} \varphi_1 \left(\frac{R}{z_n}\right)}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1 \left(1 + \frac{R}{z_n}\right)}. \quad (7)$$

Когда нагрузка подключена к емкостному сопротивлению (рис. 6, б),

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \sqrt{\left(1 + \frac{R}{z_n}\right)^2 + \omega^2 C^2 R^2}; \\ \varphi_2 &= \operatorname{arctg} \omega C R \left(\frac{z_n}{R + z_n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Аналогичным путем можно определить погрешность

$$\Delta\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{-\operatorname{tg} \varphi_2 \left(\frac{z_n}{R + z_n}\right) + \operatorname{tg} \varphi_2}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_2 \left(\frac{z_n}{R + z_n}\right)}.$$

Сравнивая выражения (5) и (8) с (2) и (4), можно заключить, что при нагрузке модули коэффициента передачи увеличиваются, т. е. на выходе напряжения U_R и U_C уменьшаются. Аргумент коэффициента передачи, например φ_1 , увеличивается, а φ_2 уменьшается. Погрешности $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ зависят от устанавливаемого фазового сдвига между входным и выходным напряжениями фазовращателя и имеют максимальное значение при $\varphi_1 = -45^\circ$ и $\varphi_2 = 45^\circ$. В таком случае

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{R}{2z_n + R}.$$

Минимальные погрешности $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ (рис. 7) могут быть получены при использовании на выходе фазовращателя катодного повторителя. В этом случае

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

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

Если катодный повторитель собран на триоде 6Н1П, то при $R = 3000$ ом на частоте 20 кГц $\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_2 = 2'$.

Определим модуль и аргумент коэффициента передачи для случая, когда оба сопротивления, активное и емкостное, нагружают одновременно одинаковыми нагрузками Z_n .

Для схемы, приведенной на рис. 8, когда выходным параметром является напряжение на зажимах активного сопротивления,

$$K_n = 1 + \frac{R + Z_n}{R + j\omega CRZ_n}. \quad (9)$$

Преобразуя выражение (9) с учетом условия (3), приходим к выражению

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \sqrt{\left[1 + \left(\frac{R^2 + z_n R}{R^2 + z_n^2}\right)\right]^2 + \left(\frac{z_n R + z_n^2}{R^2 + z_n^2}\right)^2}; \\ \varphi_6 &= -\arctg \frac{z_n^2 + z_n R}{2R^2 + z_n^2 + z_n R}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Аналогичным путем можно определить модуль и аргумент коэффициента передачи для случая, когда выходным параметром является напряжение на зажимах емкостного сопротивления. В этом случае

$$K_n = 1 + \frac{R + j\omega CRZ_n}{R + Z_n}.$$

При условиях (2) и (3) окончательно получим

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R + z_n}\right)^2 + \left(\frac{z_n}{R + z_n}\right)^2}; \\ \varphi_7 &= \arctg \frac{z_n}{2R + z_n}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Рис. 8. RC-фазовращатель с одинаковыми нагрузками на зажимах X_C и R .

Анализируя выражения (10) и (11), можно заключить, что когда оба сопротивления, активное и емкостное, нагружают одновременно одинаковыми нагрузками Z_n , модули коэффициента передачи увеличиваются, а аргументы коэффициента передачи уменьшаются, причем они имеют разное значение. Поэтому на выходе фазовращателя напряжения уменьшаются, угол между ними увеличивается, и нарушается равенство амплитуд.

Как видно из векторной диаграммы (рис. 9), между напряжениями U_{R_2} и U_{C_2} угол $\varphi_8 = 180 - (\varphi_6 + \varphi_7)$. Погрешность $\varphi_8 - \varphi_3$ будет минимальной, если $\varphi_6 + \varphi_7 \approx 90^\circ$. Этого достигают при больших сопротив-

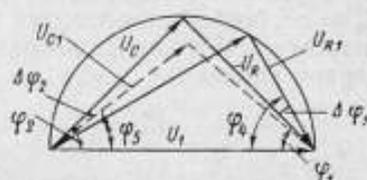


Рис. 9. Векторная диаграмма интегрирующего и дифференцирующего RC-фазовращателей с нагрузкой.

лениях нагрузки Z_n . При указанных выше катодном повторителе и сопротивлении

$$\varphi_6 = -44^\circ 59', \quad \varphi_7 = 44^\circ 58', \quad \varphi_8 = 90^\circ 3'.$$

Влияние сопротивления источника питания

Проанализируем погрешность в случае, если источник питания обладает либо только активным внутренним сопротивлением, либо активным и индуктивным внутренними сопротивлениями (R_1 и L), т. е. $Z_n \neq 0$ и $Z_n = \infty$ (что обычно имеется в действительности). Если выходным параметром является напряжение на зажимах емкостного сопротивления, то в первом случае

$$K_n = A_{11} + A_{21}Z_n = 1 + j\omega CR \left(1 + \frac{Z_n}{R}\right)$$

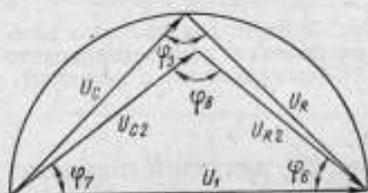


Рис. 9. Векторная диаграмма RC-фазовращателя при одинаковой нагрузке на зажимах X_C и R .

и окончательно

$$K_n = \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2 \left(1 + \frac{z_n}{R}\right)^2};$$

$$\varphi = \arctg \omega CR \left(1 + \frac{z_n}{R}\right),$$

а во втором случае

$$K_n = \sqrt{(1 - \omega^2 CL)^2 + (\omega CR + \omega CR_1)^2};$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega CR + \omega CR_1}{1 - \omega^2 CL}.$$

Аргумент коэффициента передачи можно определить как

$$\operatorname{tg}(\varphi_2 - \Delta\varphi_n) = \omega CR \left(1 + \frac{z_n}{R}\right),$$

отсюда $\Delta\varphi_n$ можно найти аналогично $\Delta\varphi_1$:

$$\Delta\varphi_n = \arctg \frac{-\omega C z_n}{1 + \omega^2 C^2 R^2 \left(1 + \frac{z_n}{R}\right)}. \quad (12)$$

Для случая, когда выходным параметром является напряжение на зажимах активного сопротивления, аналогично в первом случае можно получить

$$K_n = \sqrt{\left(1 + \frac{z_n}{R}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2}}; \quad \varphi = -\arctg \frac{1}{\omega CR} \left(\frac{R}{R + z_n}\right),$$

а во втором случае

$$K_n = \sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R}\right)^2 + \frac{(1 - \omega^2 CL)^2}{\omega^2 C^2 R^2}}; \quad \varphi = -\arctg \frac{1 - \omega^2 CL}{\omega CR \left(1 + \frac{R_1}{R}\right)}.$$

Из выражения (12) видно, что при $\varphi_2 = 0$ ($R = 0$)

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

т. е. имеется некоторый начальный сдвиг фаз.

При использовании для питания фазовращателя достаточно мощного генератора и выполнении разделительного трансформатора понижающим, сопротивление Z_n имеет весьма малое значение.

Погрешности, обусловленные влиянием потерь в конденсаторе

Источником систематических погрешностей является также наличие потерь в конденсаторе.

Для определения погрешности $\Delta\varphi_3$, обусловленной влиянием потерь в конденсаторе, представим эквивалентную схему конденсатора как параллельное соединение емкости и сопротивления диэлектрика. Тогда получаем схему, аналогичную приведенной на рис. 6, б. Модуль коэффициента передачи при этом будет

$$K_n = 1 + \frac{R}{Z_C}, \quad \text{где } Z_C = \frac{R}{1 + j\omega CR_1}, \quad R_1 = \frac{X_C}{\operatorname{tg} \delta}$$

($\operatorname{tg} \delta$ — угол потерь в конденсаторе).

Окончательно

$$K_n = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R_1}\right)^2 + \omega^2 C^2 R^2}; \quad \varphi_2' = \operatorname{arctg} \omega CR \left(\frac{R_1}{R_1 + R}\right).$$

Найдем аргумент коэффициента передачи как

$$\operatorname{tg}(\varphi_2 - \Delta\varphi_3) = \omega CR \left(\frac{R_1}{R_1 + R}\right).$$

После преобразования этого выражения получим

$$\Delta\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{-\operatorname{tg} \varphi_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R}\right) + \operatorname{tg} \varphi_2'}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R}\right)}. \quad (13)$$

Очевидно, что $\Delta\varphi_3$ зависит от устанавливаемого фазового сдвига между входным и выходным напряжениями фазовращателя и имеет наибольшее значение при $\varphi_2 = 45^\circ$, при этом

$$\Delta\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{R}{2R_1 + R}.$$

Тогда можно считать, что

$$\Delta\varphi_3 \approx \operatorname{arctg} \frac{1}{2} \operatorname{tg} \delta.$$

Теперь определим модуль коэффициента передачи для той же схемы (рис. 6, б), но с условием, что выходным параметром является напряжение на зажимах активного сопротивления R . В данном случае при условии (3) модуль коэффициента передачи будет

$$K_n = \sqrt{\left(1 + \frac{R_1 R}{R^2 + R_1^2}\right)^2 + \left(\frac{R_1^2}{R^2 + R_1^2}\right)^2},$$

а аргумент коэффициента передачи

$$\varphi_1' = -\operatorname{arctg} \frac{R_1^2}{R^2 + R_1^2 + R_1 R}.$$

Погрешность фазовращателя $\Delta\varphi_4$, вызванная влиянием потерь в конденсаторе, также зависит от устанавливаемого фазового сдвига. При $\varphi_1 = -45^\circ$ она имеет наибольшее значение и определяется как

$$\Delta\varphi_4 = -\operatorname{arctg} \frac{R^2 + R_1 R}{R^2 + 2R_1^2 + R_1 R}. \quad (14)$$

Для конденсаторов типа СГО на частоте 20 кГц $\operatorname{tg} \delta \approx 10^{-4}$, поэтому $\Delta\varphi_3 \approx 1'$ и $\Delta\varphi_4 \approx -1,5'$.

Из приведенных выше выражений (13) и (14) можно заключить, что наличие потерь в конденсаторе нарушает равенство напряжений U_R и U_C . Угол между входным и выходными напряжениями уменьшается, а между напряжениями U_R и U_C увеличивается (рис. 10). Погрешности $\Delta\varphi_3$ и $\Delta\varphi_4$ зависят от $\operatorname{tg} \delta$.

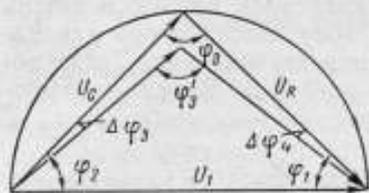


Рис. 10. Векторная диаграмма RC-фазовращателя с учетом потерь в конденсаторе.

Таким образом, при указанных в данной статье значениях сопротивления нагрузки и конденсатора, использовании в фазовращателе непроводочных сопротивлений (у которых в зависимости от значения сопротивления постоянная времени $\tau = (1+10) 10^{-9}$ сек), а также достаточно мощного генератора для питания фазовращателя, погрешность 90-градусного сдвига на частоте 20 кГц может быть меньше $0,06^\circ$.

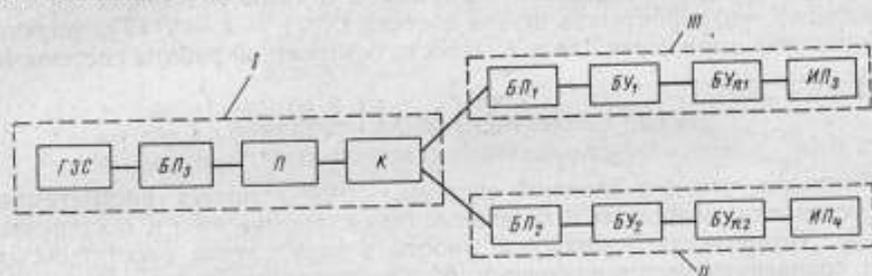
ЛИТЕРАТУРА

1. Ройтман М. С. Устройство для получения двух равных квадратурных векторов напряжения. «Измерительная техника», 1962, № 3.
2. Куликовский Л. Ф., Мелик-Шахназаров А. М. Компенсаторы переменного тока. М.—Л., ГЭИ, 1960.
3. Вишенчук И. М., Котюк Л. Ф., Мизюк Л. Я. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., ГЭИ, 1962.
4. Галахова О. П. Разработка и исследование точных методов и образцовой аппаратуры для измерения коэффициента мощности. Автореферат диссертации, ВНИИМ, Л., 1965.
5. Галахова О. П., Колтик Е. Д. Фазоизмерительные устройства с использованием образцовых мер фазового сдвига. НТО Приборпром, М., 1965.

Поступила в редакцию
14/III 1967 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ ОБРАЗЦОВОЙ
ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ КОМПЛЕКТНОЙ УСТАНОВКИ

Необходимым условием безотказной работы измерительных приборов является оценка их надежности на стадиях проектирования и изготовления опытных образцов. Эта оценка производится путем вероятностных (статистических) расчетов и точность ее существенно зависит от достоверности данных о надежности элементов, входящих в данный прибор, вы-



Логическая схема расчета надежности установки.

БП — блоки питания, БУ — блоки усиления, БУ_П — блоки управления усилителя, ИП — измерительные цепи, ГЭС — генератор звуковой частоты, П — переключатель, К — компаратор.
Группы блоков, работающих: I — постоянно, II — при проверке вольтметров, ваттметров и фазометров, III — при проверке амперметров, ваттметров и фазометров.

бора закона распределения времени безотказной работы, учета всех внешних и внутренних факторов, действующих на прибор в процессе работы, а также принятых допущений.

Расчет надежности состоит в определении ряда количественных характеристик ее — вероятности безотказной работы, наработки на отказ, коэффициента готовности и т. п.

Оценка надежности такого рода была проведена авторами в отношении опытного образца электроизмерительной установки, разработанной во ВНИИМ и служащей для проверки амперметров, вольтметров, ваттметров и фазометров на переменном токе. Этот расчет представляет интерес как одна из первых попыток оценки надежности образцовой электроизмерительной установки.

Перед расчетом надежности следует составить его логическую схему, представив установку в виде трех основных групп с учетом специфики ее работы (см. рисунок).

Исходя из данных поверочных лабораторий ВНИИМ и допуская, что проверка разных приборов требует одинакового времени, примем, что временное соотношение между приборами, поступающими на поверку, будет $t_2 = 0,36T$, $t_3 = 0,36T$, $t_{вт} = 0,2T$, $t_{ф} = 0,08T$, где T — общее время

работы установки; t_a , t_n , $t_{нт}$ и t_ϕ — времена проверок амперметра, вольтметра, ваттметра и фазометра соответственно.

Тогда время работы блоков будет T для группы I и $0,64T$ для групп II и III.

Анализ работы установки показывает, что с точки зрения надежности логическая схема расчета ее по отдельным поверочным схемам будет последовательной, т. е. отказ любого элемента приведет к отказу установки. Под отказом будем понимать событие, после появления которого выходные характеристики выходят за допустимые пределы [1].

Для цепи, состоящей из n последовательно соединенных элементов, можно записать следующее выражение вероятности безотказной работы:

$$P(T) = \prod_{i=1}^n P_i(t). \quad (1)$$

Записав функцию плотности вероятности отказов системы в виде

$$f_c(t) = \sum_{i=1}^n f_i(t) \prod_{j=1}^n \frac{P_j(t)}{P_i(t)}, \quad (2)$$

где $f_i(t)$ — функция плотности вероятности отказов i -го блока системы, и учитывая, что вероятность отказа системы $Q(T) = 1 - P(T)$, получим в общем виде выражение для вероятности безотказной работы системы [5]

$$P(T) = 1 - \sum_{i=1}^n \int_0^T f_i(t) \prod_{j=1}^n \frac{P_j(t)}{P_i(t)} dt. \quad (3)$$

Очевидно, что для сложной системы, какой является рассматриваемая установка, возможны и внезапные (катастрофические) и постепенные отказы. Вероятность безотказной работы в этом случае рассчитывалась бы по уравнению, представляющему собой композицию нормального и экспоненциального законов [6].

Данный расчет учитывает только внезапные отказы; при этом принято, что отказы являются событиями случайными и независимыми и что поток отказов во времени подчиняется экспоненциальному закону.

Тогда выражение вероятности безотказной работы для основных групп примет следующий вид:

для схемы проверки амперметров

$$P_a(t_a) = P_1(t_a) P_3(t_a), \quad (4a)$$

вольтметров

$$P_n(t_n) = P_1(t_n) P_2(t_n), \quad (4б)$$

ваттметров и фазометров

$$P_{нт}(t_{нт}) = P_1(t_{нт}) P_2(t_{нт}) P_3(t_{нт}), \quad (4в)$$

$$P_\phi(t_\phi) = P_1(t_\phi) P_2(t_\phi) P_3(t_\phi),$$

где $P_1(t)$, $P_2(t)$, $P_3(t)$ — вероятности безотказной работы элементов соответственно I, II и III групп блоков.

Установка состоит из большого числа элементов, которые можно подразделить на электронные, электромеханические и механические. Среди электронных и электромеханических элементов преобладают внезапные отказы, подчиняющиеся экспоненциальному закону (с постоянной интенсивностью отказов).

Отказы механических элементов происходят в основном из-за износа или старения и редко в результате внезапных поломок. Поток этих отказов подчиняется нормально-логарифмическому закону или закону Вейбулла, но так как удельный вес механических деталей в установке невелик и старение за рассчитываемый срок службы не наступит, второе допущение (поток отказов подчиняется экспоненциальному закону) для этих элементов можно считать справедливым. Тогда формулы для расчета характеристик надежности отдельных групп блоков примут вид:

$$\left. \begin{aligned} P_a(t_a) &= e^{-t_a(\lambda_a)}; \\ P_n(t_n) &= e^{-t_n(\lambda_n)}; \\ P_{вт}(t_{вт}) &= e^{-t_{вт}(\lambda_{вт})}; \\ P_\phi(t_\phi) &= e^{-t_\phi(\lambda_\phi)}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При этом

$$\lambda_a = \lambda_1 + \lambda_2; \quad \lambda_n = \lambda_1 + \lambda_2; \quad \lambda_{вт} = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3; \quad \lambda_\phi = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3.$$

$$T_{ср. а} = \lambda_a^{-1}, \quad T_{ср. н} = \lambda_n^{-1}, \quad T_{ср. вт} = \lambda_{вт}^{-1}, \quad T_{ср. \phi} = \lambda_\phi^{-1};$$

$\left. \begin{aligned} P_a(t_a), P_n(t_n), \\ P_{вт}(t_{вт}), P_\phi(t_\phi) \end{aligned} \right\}$ — вероятности безотказной работы схем проверки амперметра, вольтметра, ваттметра, фазометра соответственно;

$\left. \begin{aligned} T_{ср. а}, T_{ср. н}, \\ T_{ср. вт}, T_{ср. \phi} \end{aligned} \right\}$ — среднее время безотказной работы,
 $\lambda_a, \lambda_n, \lambda_{вт}, \lambda_\phi$ — интенсивность отказов схем проверки этих же приборов;

$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ — интенсивность отказов элементов I, II и III групп.

Для расчета вероятности безотказной работы всей установки $P(T)$ используем логическую схему расчета.

Данную установку нельзя свести ни к системе последовательно соединенных элементов, ни к параллельной системе. Отказ установки обязательно произойдет в случае отказа любого элемента только группы I (ГЗС, БП₃, П, К).

Что касается элементов групп II и III, то их отказы не всегда приведут к отказу установки. Это будет зависеть от того, какая расчетная группа работает, например, если откажет БУ, то при проверке вольтметра установка сможет нормально работать. Только в случае проверки ваттметров и фазометров вся установка будет последовательной, с точки зрения надежности, так как отказ любого элемента делает невозможной проверку.

Рассчитать количественные характеристики надежности установки можно только по отдельным расчетным группам.

Получить характеристики надежности всей установки с помощью указанного выше метода для систем, которые не приводятся к последовательным и параллельным системам, сложно, так как в этом случае необходимо учитывать неодновременность работы, различные логические сочетания и т. д. В данной установке сделать это практически невозможно.

Расчет надежности установки существенно упрощается, если воспользоваться формулой Байеса, по которой вероятность события C равна [3]

$$P(C) = \sum_{m=1}^k P(A_m) P(C/A_m),$$

где $P(C/A_m)$ — вероятность события C при условии, что произошло событие A_m ;

$P(A_m)$ — вероятность события A_m .

События A_m представляют собой полную группу k событий (гипотез)

$$\sum_{m=1}^k P(A_m) = 1.$$

В данном случае могут быть следующие гипотезы:

- A_1 — совместно работают группы блоков II и III: $P(A_1) = R_1$;
 A_2 — работает только группа II: $P(A_2) = R_2$;
 A_3 — работает только группа III: $P(A_3) = R_3$.

Вероятности R_1, R_2, R_3 равны соответственно вероятностям поверки: 1) ваттметра и фазометра, 2) вольтметра, 3) амперметра.

Эти вероятности авторы приняли пропорциональными количеству соответствующих наименований приборов, поступающих на поверку.

Так как общее количество ваттметров и фазометров значительно меньше, чем амперметров и вольтметров, величиной R_1 для упрощения расчета можно пренебречь. Это не окажет заметного влияния на окончательный результат, так как поверка вольтметров и фазометров сводится к поверке тока и напряжения включением в работу групп II и III, которые в данном случае работают примерно одинаковое время. Таким образом, за полную группу событий мы можем принять события A_2 и A_3 , соответственно увеличив их вероятности. $P(C/A_2)$ и $P(C/A_3)$ в нашем случае будут вероятностями безотказной работы групп II и III соответственно. Элементы групп II и III включаются в работу с вероятностями соответственно R_2 и R_3 . Так как время работы блоков группы II равно t_2 , а группы III — t_3 , то по формуле полной вероятности (первая теорема Байеса) получим

$$P_{2-3}(T) = R_2 P_2(t_2) + R_3 P_3(t_3), \quad (6)$$

где $P_{2-3}(T)$ — вероятность безотказной работы блоков II и III групп в течение всего времени работы установки;
 $P_2(t_2), P_3(t_3)$ — вероятности безотказной работы блоков II и III групп соответственно

Вероятность безотказной работы всей установки (по теореме умножения вероятностей) будет

$$P(T) = P_1(T) P_{2-3}(T).$$

Принимая справедливость экспоненциального закона и учитывая формулу (6), получим

$$P(T) = e^{-\lambda_1 T} (R_2 e^{-\lambda_2 t_2} + R_3 e^{-\lambda_3 t_3})$$

или

$$P(T) = R_2 e^{-\left(\lambda_1 + \frac{\lambda_2 t_2}{T}\right) T} + R_3 e^{-\left(\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T}\right) T}. \quad (7)$$

Среднее время безотказной работы (наработка до отказа) установки определяем по формуле

$$T_{\text{ср}} = \int_0^{\infty} P(\tau) d\tau, \quad (8)$$

где τ — текущая координата времени.

Принтегрировав выражение (8) с учетом, что отношения t_2/T и t_3/T постоянны, получим

$$T_{\text{ср}} = \frac{R_2}{\lambda_1 + \frac{\lambda_2 t_2}{T}} + \frac{R_3}{\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T}}. \quad (9)$$

Так как $t_2 = t_3$, можно принять, что $R_2 = R_3 = 0,5$.

Исследуемая установка — восстанавливаемая, т. е. после устранения причины отказа и замены отказавшего элемента установка снова становится работоспособной. Поэтому для более полной характеристики ее надежности целесообразно рассчитать коэффициент готовности установки, т. е. вероятность того, что в любой момент времени она будет работоспособна

$$k_r = \frac{T_{cp}}{T_{cp} + T_n}, \quad (10)$$

где T_n — среднее время восстановления.

На восстановление работоспособности установки тратится в среднем 2—3 ч.

При расчете K_r взят худший случай, с заменой отказавшего блока, когда установка будет восстанавливаться примерно 7 ч. При этом учитывали нагрузки электроэлементов и что лампы и прочие элементы работают в облегченном режиме $k_n = 0,1 + 0,3$, за исключением выходного каскада блока усиления мощности, который работает в номинальном режиме $k_n = 1$. Данные об интенсивности отказов брали из справочников и литературы [2]. Поправочные коэффициенты выбирали по графикам работ [2] и [4]. Окончательные результаты расчета надежности с учетом выведенных формул приведены ниже.

Для схемы проверки при условии работы только по данной схеме

Схема проверки	Интенсивность отказов, $\times 10^3$ ч	Среднее время безотказной работы
Амперметра	$\lambda_n = \lambda_1 + \lambda_3 = 2,3$	$T_{cp. a} = \lambda_n^{-1} = 420$
Вольтметра	$\lambda_n = \lambda_1 + \lambda_2 = 2,2$	$T_{cp. n} = \lambda_n^{-1} = 465$
Ваттметров и фазометров	$\lambda_{вт} = \lambda_{\phi} = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 3,2$	$T_{cp. \phi} = T_{cp. вт} = 314$

Среднее время безотказной работы установки T_{cp} по формуле (9). ч 520
 Вероятность безотказной работы по формуле (7) при $T=100$ ч . . . 0,824
 Коэффициент готовности установки k_r 0,985
 Интенсивность отказов

$$\lambda(T) = \frac{a(T)}{P(T)}, \quad (11)$$

где $a(T)$ — частота отказов, определяемая по формуле $a(T) = P'(T)$.
 Продифференцировав выражение (7), получим

$$a(T) = R_2 \left(\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T} \right) e^{-\left(\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T} \right) T} + R_3 \left(\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T} \right) e^{-\left(\lambda_1 + \frac{\lambda_3 t_3}{T} \right) T}$$

Определенная по формуле (11) интенсивность отказов $\lambda(T)$ установки будет

$$\lambda(T) = 1930 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}.$$

Выводы

Количественные характеристики надежности измерительной схемы переменного тока установки достаточно высоки:

$$T_{cp} = 520 \text{ ч}, \quad \lambda(T) = 1930 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}, \quad k_r = 0,985.$$

Средняя частота отказов и среднее время между соседними отказами равны соответственно интенсивности отказов и среднему времени безотказной работы: $t_{cp} = 520$ ч, $\omega = 1930 \cdot 10^{-6}$ ч⁻¹ при условии ранее доказанного предположения о том, что интенсивность отказов установки есть величина постоянная и в течение времени работы старения не наступило.

Эти характеристики должны быть использованы при расчете запасных частей при дальнейшем выпуске установок. Вместе с характеристиками периода старения полученные данные могут быть использованы для определения оптимальных сроков профилактического ремонта.

Достоинством схемы установки является то, что отдельные поверочные схемы по переменному току равнонадежны.

Формула (6) полной вероятности может быть рекомендована для расчета надежности образцовых электроизмерительных приборов, блоки или узлы которых работают неодновременно.

Однако перед использованием формулы (6) необходимо каждый раз анализировать логическую схему прибора для получения полной группы событий. Применение этой формулы существенно сокращает время расчета при удовлетворительной степени точности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Надежность технических систем и изделий. Основные понятия. Терминология, М.—Л., изд. «Наука», 1965.
2. Половко А. М. Основы теории надежности. М.—Л., изд. «Наука», 1964.
3. Базовский И. Надежность. Теория и практика. Перевод с англ., М., изд. «Мир», 1965.
4. Пароль Н. В. Надежность приемно-усилительных ламп. М.—Л., изд. «Советское радио», 1964.
5. Падерно И. П., Глазман Г. Л. Надежность установок и систем управления. Л., Судпромгиз, 1966.
6. Татиевский А. Б. Граничные испытания радиоэлектронных приборов на этапе проектирования. Сб. статей «Надежность систем электроавтоматики», Л., изд. НТО судостроения, вып. 8, 1964.

Поступила в редакцию
17/III 1967 г.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Для расширения диапазона измерений в различных электроизмерительных приборах и устройствах широко применяют делители напряжения — пассивные четырехполюсники, воспроизводящие отношения выходного напряжения к входному (или наоборот). Значительное повышение точности электрических приборов за последние годы привело к необходимости в разработке делителей напряжения, точность которых на несколько порядков выше, чем у существующих делителей. Поэтому были разработаны новые типы делителей — индуктивные с тесной индуктивной связью между элементами, или, короче, трансформаторные делители.* Трансформаторные делители имеют принципиально более высокую точность благодаря тому, что точность воспроизводимого ими отношения выходного и входного напряжений не зависит от точности воспроизведения электрических величин (напряжения, тока, мощности) и параметров (сопротивления, емкости, индуктивности, взаимной индуктивности). В трансформаторных делителях вследствие тесной индуктивной связи между элементами указанное отношение с большой степенью точности равно отношению чисел витков соответствующих частей обмотки, а число витков — стабильно и при соответствующем способе их можно намотать очень точно.

Трансформаторные делители отличаются от обычных трансформаторов и автотрансформаторов напряжения, прежде всего, своей конструкцией. Основной принцип конструирования трансформаторных делителей заключается в стремлении получить возможно более тесную индуктивную связь между обмотками — максимально приблизить коэффициент связи между обмотками к единице. Это достигается двумя способами: специальной намоткой и применением тороидального сердечника с максимально возможной магнитной проницаемостью. Наибольший коэффициент связи получается в том случае, когда провода перед намоткой тесно скручивают в общий жгут, который затем укладывают на сердечник виток к витку (простая намотка) или «волнами» (волновая намотка).

Трансформаторные делители обладают таким ценным свойством, как достаточно большое входное (сотни килоом) и низкое выходное (единицы ом и ниже) сопротивление. Благодаря низкому выходному сопротивлению коэффициент деления мало зависит от нагрузки, подключенной к выходу. Это обусловило особенно широкое распространение трансформаторных

* В зарубежной и отечественной литературе эти делители называют просто индуктивными. Такое название неточно, вернее, неполно, так как под индуктивными делителями следует понимать делители, составленные из отдельных катушек индуктивности, не связанных между собой индуктивной связью. Точность их будет невысокой, так как будет определяться точностью изготовления и стабильностью катушек индуктивности.

делителей в электрических мостовых цепях и позволило резко снизить влияние паразитных емкостей и сопротивлений утечек на работу моста.

Высокая точность и стабильность, достаточно большое входное и низкое выходное сопротивление трансформаторных делителей обеспечили им широкое распространение в различных электронизмерительных приборах и устройствах. Однако, несмотря на это, полный анализ погрешностей трансформаторных делителей до сих пор еще не проведен. Погрешности делителей от некоторых факторов рассмотрены в [1, 2]. Из значительного количества статей, посвященных этим делителям, лишь в нескольких рассматриваются их погрешности.

В данной работе трансформаторный делитель рассматривается как линейная цепь. Это упрощение, которое значительно облегчает расчет, допустимо, так как при определенном фиксированном значении напряжения трансформаторный делитель можно рассматривать как линейную цепь и, кроме того, как показывает сделанный нами расчет (см. ниже), все погрешности делителя, кроме погрешности от активных потерь в сердечнике, максимальны при начальной магнитной проницаемости, т. е. при работе материала сердечника на начальном линейном участке кривой намагничивания (погрешность от паразитных емкостей между секциями в первом приближении не зависит от значения магнитной проницаемости сердечника).

Одна из основных трудностей расчета погрешностей трансформаторных делителей заключается в невозможности теоретически рассчитать неравенства параметров секций, а эти неравенства являются основными причинами погрешностей делителей. Поэтому, согласно предлагаемой методике, необходимо предварительно экспериментально определить неравенства некоторых параметров делителя.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОДНОКАСКАДНОГО ТРАНСФОРМАТОРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ

Рассмотрим погрешности однокаскадного трансформаторного делителя, состоящего из n одинаковых секций (рис. 1), при работе его на холостом ходу, т. е. при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности.

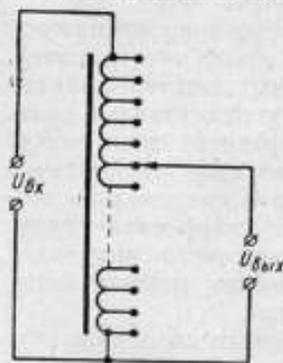


Рис. 1. Принципиальная схема однокаскадного трансформаторного делителя напряжения.

Погрешности делителя можно условно разделить на два вида:

- 1) от неидентичности секций;
- 2) от паразитных связей между секциями (от емкостей и сопротивлений изоляции проводов).

Определяя погрешности от действия нескольких факторов, будем рассчитывать погрешность лишь от одного из них, пренебрегая остальными. Одновременный учет нескольких факторов только усложнит расчет, так как при этом в полученные выражения, помимо погрешностей первого порядка, войдут также погрешности второго порядка малости, которыми можно пренебречь.

Погрешности делителя от неидентичности секций

Если паразитных емкостей и сопротивлений между секциями нет или ими можно пренебречь, то при полной идентичности секций, т. е. при равенстве однородных параметров секций, погрешности делителя не будет.

Вывод формул для расчета параметров обмотки

Принципиальная схема трансформаторного делителя показана на рис. 2, где обозначено:

- l_1, l_i, l_j, l_n — собственные индуктивности секций;
- r_1, r_i, r_j, r_n — активные сопротивления секций;
- M_{1i}, M_{ij}, M_{in} — взаимные индуктивности между i -ой и другими секциями делителя;
- L_0, R_0 — индуктивность и сопротивление эквивалентного электрического контура в магнитном сердечнике, определяемые потерями сердечника;
- $M_{01}, M_{0i}, M_{0j}, M_{0n}$ — взаимные индуктивности между секциями и эквивалентным электрическим контуром в сердечнике.

Для упрощения на рисунке показаны не все взаимные индуктивности между секциями.

Вначале рассмотрим трансформаторный делитель с сердечником, не имеющим потерь (например, с «воздушным» сердечником). В таком делителе отсутствует эквивалентный электрический контур L_0, R_0 , определяемый потерями в сердечнике.

Для удобства дальнейшего расчета представим параметры i -ой секции делителя в виде

$$l_i = l_{cp} + \Delta l_i, \quad (1)$$

$$M_{ij} = M_{cp} + \Delta M_{ij}, \quad (2)$$

$$r_i = r_{cp} + \Delta r_i, \quad (3)$$

$$\text{где } l_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} l_i}{n}, \quad M_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} \sum_{j=1}^{j=n} M_{ij}}{n(n-1)}, \quad r_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} r_i}{n} \text{ — средние значения}$$

соответствующих параметров i -ой секции (рис. 2);

$\Delta l_i, \Delta M_{ij}, \Delta r_i$ — отклонения от средних значений соответствующих параметров i -ой секции.

В выражении для M_{cp} и в следующих выражениях для взаимной индуктивности $j \neq i$.

Взаимная индуктивность между i -ой и j -ой секциями равна

$$M_{ij} = c_{ij} \sqrt{l_i l_j}, \quad (4)$$

где c_{ij} — коэффициент связи между этими секциями.

Представим c_{ij} и l_j в виде

$$c_{ij} = c_{cp} + \Delta c_{ij}, \quad l_j = l_{cp} + \Delta l_j,$$

где $c_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} \sum_{j=1}^{j=n} c_{ij}}{n(n-1)}$ — среднее значение коэффициентов связи между секциями ($j \neq i$);

$\Delta c_{ij}, \Delta l_j$ — отклонения от средних значений коэффициента связи между i -ой и j -ой секциями и собственной индуктивности j -ой секции.

В дальнейших выражениях для коэффициента связи также $j \neq i$. Подставим выражения c_{ij} и l_i , а также формулу (1) в формулу (4). После преобразований, пренебрегая величинами высших порядков малости, получим

$$M_{ij} = c_{cp} l_{cp} + \Delta c_{ij} l_{cp} + \frac{1}{2} c_{cp} \left(\frac{\Delta l_i}{l_{cp}} + \frac{\Delta l_j}{l_{cp}} \right), \quad (5)$$

откуда

$$M_{cp} = c_{cp} l_{cp}, \quad (6)$$

$$\Delta M_{ij} = \Delta c_{ij} l_{cp} + \frac{1}{2} c_{cp} \left(\frac{\Delta l_i}{l_{cp}} + \frac{\Delta l_j}{l_{cp}} \right). \quad (7)$$

Сумма отклонений любого параметра секций от среднего арифметического значения равна нулю. Действительно,

$$l_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} l_i}{n} = l_{cp} + \frac{\sum_{i=1}^{i=n} \Delta l_i}{n},$$

следовательно

$$\sum_{i=1}^{i=n} \Delta l_i = 0. \quad (8)$$

Соответственно

$$\sum_{i=1}^{i=n} \Delta r_i = 0,$$

$$\sum_{i=1}^{i=n} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta M_{ij} = 0,$$

$$\sum_{i=1}^{i=n} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta c_{ij} = 0. \quad (9)$$

Полная индуктивность i -ой секции L_i равна

$$L_i = l_i + \sum_{j=1}^{j=n} M_{ij} = l_{cp} + (n-1) M_{cp} + \Delta l_i + \sum_{j=1}^{j=n} \Delta M_{ij} = L_{cp} + L_{si}. \quad (10)$$

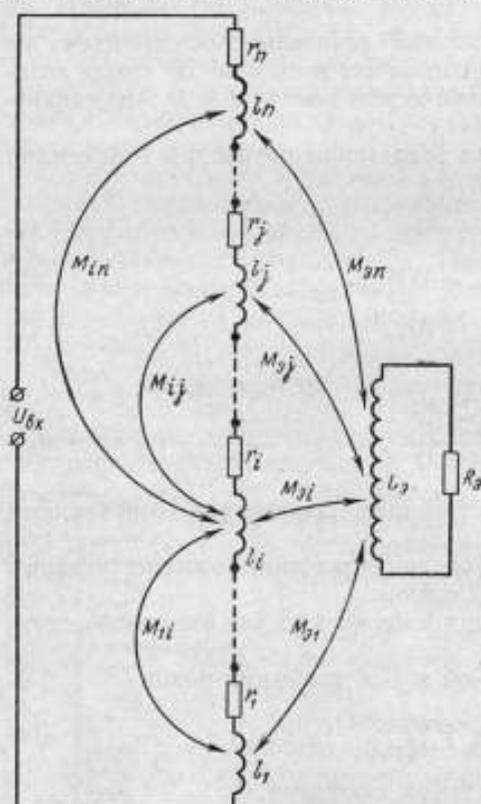


Рис. 2. Принципиальная схема трансформаторного делителя с указанием его параметров.

где $L_{cp} = l_{cp} + (n-1) M_{cp}$ — среднее значение полных индуктивностей секций;

$$L_{si} = \Delta l_i + \sum_{j=1}^{j=n} \Delta M_{ij} \text{ — индуктивность рассеяния } i\text{-ой секции.}$$

Член $\Delta l_i + \sum_{j=1}^{j=n} \Delta M_{ij}$ можно рассматривать как индуктивность рассея-

ния секции потому, что он определяется магнитными потоками, проходящими в основном по воздуху снаружи тороида. Поэтому от магнитной проницаемости сердечника этот член зависит мало и при расчете можно считать, что если ввести в делитель магнитный сердечник, значение его не изменится.

Подставляя в выражение (10) формулу (7), после преобразований получим

$$L_i = l_{cp} + (n-1)M_{cp} + \left[1 + \frac{1}{2}c_{cp}(n-2)\right]\Delta l_i + \sum_{j=1}^{i-n} \Delta c_{ij}l_{cp} \quad (11)$$

Сравнивая формулы (10) и (11), получим

$$\sum_{j=1}^{i-n} \Delta M_{ij} = \frac{1}{2}c_{cp}(n-2)\Delta l_i + \sum_{j=1}^{i-n} \Delta c_{ij}l_{cp} \quad (12)$$

Полная индуктивность всей обмотки $L_{об}$, учитывая выражение (8), равна

$$L_{об} = \sum_{i=1}^{i=n} L_i = nl_{cp}[1 + c_{cp}(n-1)], \quad (13)$$

при $c_{cp} = 1$

$$L_{об} = n^2 l_{cp} \quad (14)$$

Полная индуктивность части обмотки, состоящей из m секций, будет

$$\sum_{i=1}^{i=m} L_i = ml_{cp}[1 + c_{cp}(n-1)] + \left[1 + \frac{1}{2}c_{cp}(n-2)\right] \sum_{i=1}^{i=m} \Delta l_i + \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta c_{ij}l_{cp} \quad (15)$$

при $c_{cp} = 1$

$$\sum_{i=1}^{i=m} L_i = mn l_{cp} + \frac{1}{2}n \sum_{i=1}^{i=m} \Delta l_i + \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta c_{ij}l_{cp} \quad (16)$$

Полное сопротивление i -ой секции z_i равно

$$z_i = r_i + j\omega L_i \quad (17)$$

Теперь рассмотрим трансформаторный делитель с магнитным сердечником, имеющим потери (рис. 2).

Наличие эквивалентного электрического контура L_2, R_2 , связанного с i -ой секцией взаимной индуктивностью M_{2i} , приводит к тому, что в i -ую секцию вносятся индуктивность L_{20i} и сопротивление R_{20i} [4], равные

$$L_{20i} = - \frac{\omega^2 M_{2i} \sum_{k=1}^{k=n} M_{2k}}{\omega^2 L_2^2 + R_2^2} L_2 \quad (18)$$

$$R_{20i} = \frac{\omega^2 M_{2i} \sum_{k=1}^{k=n} M_{2k}}{\omega^2 L_2^2 + R_2^2} R_2 \quad (19)$$

Значения L_{nzi} и R_{nzi} могут быть рассчитаны из характеристик магнитного материала $\mu = f(B)$ и $P = f(B)$.

Полное сопротивление i -ой секции делителя с магнитным сердечником с учетом потерь в нем равно

$$z_i = (r_i + R_{nzi}) + j\omega(L_{i-} + L_{zi}), \quad (20)$$

где $L_{i-} = L_{cp} + L_{nzi}$ — индуктивность i -ой секции с учетом потерь в сердечнике.

Эквивалентная схема трансформаторного делителя

Эквивалентную схему трансформаторного делителя составляют на базе основных уравнений Кирхгофа, описывающих работу делителя.

Входное напряжение делителя равно

$$U_{вх} = I \sum_{i=1}^{i=n} z_i,$$

а выходное, снимаемое с части обмотки, состоящей из m секций,

$$U_{вых} = I \sum_{i=1}^{i=m} z_i,$$

где I — ток делителя.

Коэффициент деления равен

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\sum_{i=1}^{i=m} z_i}{\sum_{i=1}^{i=n} z_i}. \quad (21)$$

На основе формул (20) и (21) можно составить эквивалентную схему делителя со стороны входа (рис. 3). Эквивалентная схема делителя с «воздушным» сердечником будет отличаться тем, что в ней не будет вносимых индуктивностей и сопротивлений.

Прежде чем перейти к расчету погрешностей делителя, укажем на следующее. Коэффициент деления с учетом какой-либо влияющей величины составляет

$$K = K_n (1 + \alpha + j\beta),$$

где $K_n = \frac{\omega_m}{\omega_n} = \frac{m}{n}$ — номинальное значение коэффициента деления;

ω_m — число витков той части обмотки делителя, с которой снимают выходное напряжение;

ω_n — число витков всей обмотки;

m — число секций выходной части обмотки;

n — число секций всей обмотки;

α, β — относительные отклонения коэффициента деления от номинального значения.

Поскольку α и β малы, то амплитудная погрешность коэффициента будет $\gamma_a = -\alpha$, а фазовая $\gamma_\phi = -\beta$.

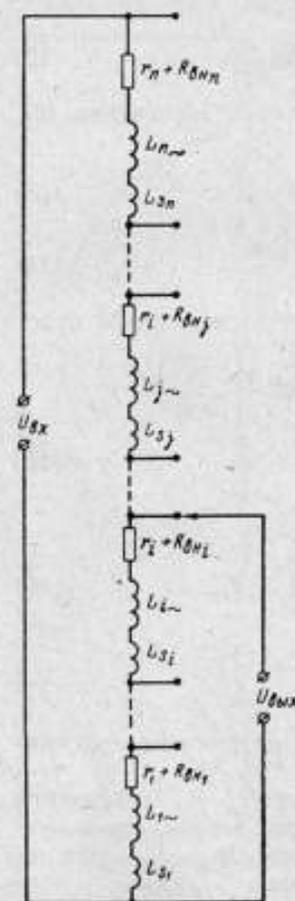


Рис. 3. Эквивалентная схема трансформаторного делителя со стороны входа.

Расчет погрешностей делителя от неравенства собственных индуктивностей секций и коэффициентов связи (от неравенства индуктивностей рассеяния секций)

Вначале рассчитаем эту погрешность для делителя с «воздушным сердечником».

Положим, что активные сопротивления секций равны нулю. Тогда

$$K = \frac{\sum_{i=1}^{i=m} L_i}{L_{об}}$$

Подставляя в это выражение формулы (13) и (15), после преобразований получим

$$K = \frac{m}{n} (1 + \gamma_{L_n} + \gamma_{c_n}). \quad (22)$$

Второй член в скобках выражения (22) представляет собой амплитудную погрешность коэффициента деления от неравенства собственных индуктивностей секций γ_{L_n}

$$\gamma_{L_n} = - \frac{2 + c_{cp}n - 2c_{cp}}{m[1 + c_{cp}(n-1)]} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_i}{l_{cp}}, \quad (23)$$

а третий член — амплитудную погрешность от неравенства коэффициентов связи между секциями γ_{c_n}

$$\gamma_{c_n} = - \frac{1}{m[1 + c_{cp}(n-1)]} \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta c_{ij}. \quad (24)$$

При коэффициенте связи, близком к единице,

$$\gamma_{L_n} \approx - \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_i}{l_{cp}}}{m}, \quad (25)$$

$$\gamma_{c_n} \approx - \frac{\sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \Delta c_{ij}}{mn}. \quad (26)$$

Как было указано выше, отклонение собственной индуктивности i -ой секции от среднего значения ΔL_i не меняется при введении в делитель сердечника с магнитной проницаемостью μ . Поскольку при этом средняя индуктивность секций l_{cp} возрастает в μ раз, то погрешность от неравенства собственных индуктивностей секций γ_{L_n} уменьшается также в μ раз:

$$\gamma_{L_n} \approx \frac{\gamma_{L_n}}{\mu} \approx - \frac{1}{2\mu} \frac{\sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_i}{l_{cp}}}{m}, \quad (27)$$

Формула (27) несколько приближенная потому, что проницаемость магнитного сердечника по его длине неравномерна вследствие несовер-

шенства технологии отжига сердечника, а это приводит к некоторой дополнительной погрешности.

По той же причине, что и погрешность $\gamma_{L_{cp}}$, погрешность $\gamma_{c_{cp}}$ уменьшится в μ раз. Действительно,

$$c_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_{ij}}} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{L_{si}}{l_i} + \frac{L_{sj}}{l_j} \right) \approx 1 - \frac{L_{si} + L_{sj}}{2l_{cp}}. \quad (28)$$

Средний коэффициент связи равен

$$c_{cp} = \frac{M_{cp}}{l_{cp}} = 1 - \frac{L_{scp}}{l_{cp}},$$

где L_{scp} — среднее значение индуктивностей рассеяния секций.

Тогда

$$\Delta c_{ij} = c_{ij} - c_{cp} = \frac{\frac{L_{si} + L_{sj}}{2} - L_{scp}}{l_{cp}}.$$

При введении магнитного сердечника член Δc_{ij} уменьшится в μ раз, так как индуктивность l_{cp} увеличивается в μ раз.

Таким образом, погрешность делителя с магнитным сердечником от неравенства коэффициентов связей составляет

$$\gamma_{cm} \approx \frac{\gamma_{cn}}{\mu} = - \frac{\sum_{i=1}^{l-m} \sum_{j=1}^{j-n} \Delta c_{ij}}{mn} \cdot \frac{1}{\mu}. \quad (29)$$

Формула (29) по тем же причинам, что и формула (27), является несколько приближенной.

Из формул (25) и (29) видно, что эти погрешности делителя имеют наибольшее значение при малых входных напряжениях, когда магнитная проницаемость сердечника равна начальному значению $\mu_{нач}$.

Из формулы (28) видно, что при введении в делитель магнитного сердечника с магнитной проницаемостью μ коэффициент связи между секциями приближается к единице, так как член $\frac{L_{si} + L_{sj}}{2l_{cp}}$ уменьшается в μ раз.

Теоретически рассчитать неравенства собственных индуктивностей секций l и коэффициентов связей c невозможно, так как они зависят от степени скручивания проводов между собой, от неравномерности толщины слоя изоляции проводов и других причин. Эти неравенства надо определять экспериментально. Измерять их непосредственно в трансформаторном делителе, имеющем сердечник с высокой магнитной проницаемостью, невозможно, так как в таком делителе эти величины очень малы. Поэтому измерять указанные неравенства надо в делителе с воздушным сердечником, имеющем точно такую же обмотку, как и проектируемый делитель с магнитным сердечником (в делителе с воздушным сердечником эти неравенства значительно больше и поэтому их легко измерить.)

Чтобы каждый раз перед проектированием не измерять неравенства l и c , удобнее пользоваться предварительно экспериментально определенными их значениями, которые наиболее часто встречаются на практике. В работе [2] указаны наиболее вероятные значения неравенств собственных индуктивностей секций и коэффициентов связей между ними для

нескольких 10-секционных делителей, отличающихся друг от друга размерами сердечников и диаметрами провода обмотки в некотором, довольно ограниченном диапазоне.

Отметим, что в настоящее время было бы очень полезно определить неравенства l и c в делителях с разным числом секций, с сердечниками разных размеров и с проводами различных типов и диаметров и дать наиболее вероятные значения этих величин, которые могут встретиться в любых делителях.

Расчет погрешностей делителя от неравенства активных сопротивлений секций

Рассмотрим делитель с «воздушным» сердечником. Положим, что собственные индуктивности секций равны l , а коэффициенты связи между ними c . Сопротивление i -ой секции будет

$$r_i = r_{cp} + \Delta r_i. \quad (30)$$

Тогда коэффициент деления равен

$$K = \frac{\left(\sum_{i=1}^{i=m} r_i \right) + j\omega ml [1 + c(n-1)]}{\left(\sum_{i=1}^{i=n} r_i \right) + j\omega nl [1 + c(n-1)]}.$$

После преобразования получим

$$K = \frac{m}{n} (1 - \gamma_{ar} - \gamma_{\phi r}),$$

где $\gamma_{ar} = - \frac{\left(\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \right)^2 \cdot \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}}{1 + \left(\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \right)^2} \cdot \frac{1}{m}$ — амплитудная погрешность коэффициента деления;

$\gamma_{\phi r} = \frac{\frac{r_{об}}{\omega L_{об}}}{1 + \left(\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \right)^2} \cdot \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}} \cdot \frac{1}{m}$ — фазовая погрешность коэффициента деления;

$r_{об} = r_{cp} \cdot n$ — сопротивление обмотки делителя;
 $L_{об}$ — индуктивность обмотки.

Так как

$$\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \ll 1,$$

то

$$\gamma_{ar} \approx - \left(\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \right)^2 \cdot \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}} \cdot \frac{1}{m}, \quad (31)$$

$$Y_{\Phi r} \approx \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{\sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}}{m}, \quad (32)$$

Теперь рассмотрим погрешности делителя с магнитным сердечником с учетом потерь в нем.

Будем считать, что однородные параметры секций, кроме активных сопротивлений, равны друг другу, а коэффициенты связи между секциями равны единице.

Коэффициент деления равен

$$K = \frac{\left(\sum_{i=1}^{i=m} r_i \right) + mR_{вн} + j\omega(mnl + mL_{вн})}{nr_{cp} + nR_{вн} + j\omega(n^2l + nL_{вн})},$$

где $R_{вн}$, $L_{вн}$ — сопротивление и индуктивность, вносимые в секцию.

После преобразований этого выражения получим

$$K = \frac{m}{n} (1 - Y_{aR} - jY_{\Phi R}),$$

где $Y_{aR} = -\frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{1+Q^{-2}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}$ — амплитудная погрешность коэффициента деления;

$Y_{\Phi R} = \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{1+Q^{-2}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}$ — фазовая погрешность коэффициента деления;

$Q = \frac{\omega L_{об}}{R_{вн. об} + r_{об}}$ — добротность обмотки делителя;

$R_{вн. об} = nR_{вн}$, $L_{вн. об} = nL_{вн}$ — сопротивление и индуктивность, вносимые во всю обмотку;

$L_{об} + L_{вн. об} = L_{об}$ — индуктивность обмотки делителя с учетом реактивных потерь в сердечнике.

Данная формула выведена с учетом того, что $r_{об} \ll R_{вн. об}$.
При $Q \geq 2$

$$Y_{aR} \approx \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}, \quad (33)$$

$$Y_{\Phi R} \approx \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{cp}}. \quad (34)$$

Сравнивая формулы (33) и (34) с формулами (31) и (32), видим, что при учете потерь в сердечнике амплитудная погрешность коэффициента деления от неравенства активных сопротивлений секций получается значительно большей, так как $R_{вн. об} \gg r_{об}$, а фазовая погрешность остается прежней.

Физически это возрастание амплитудной погрешности можно объяснить следующим образом. Если бы активных потерь в сердечнике не было, то

падения напряжения, которые создавал ток делителя на элементах Δr_i , были сдвинуты по отношению к входному напряжению на 90° , и ими можно было пренебречь. При наличии же активных потерь в сердечнике во входном токе делителя появляется составляющая, совпадающая по фазе с входным напряжением и создающая на элементах Δr_i падения напряжения, которые также совпадают по фазе с входным напряжением и потому вызывают значительно большие погрешности.

Для снижения погрешностей делителя от неравенства активных сопротивлений секций для намотки его следует брать провод из одной бухты (для уменьшения $\Delta r_i/r_{\text{ср}}$), а также магнитный материал с малыми потерями (для уменьшения $R_{\text{ин}}$).

С увеличением входного напряжения амплитудная погрешность делителя возрастает, так как потери в сердечнике увеличиваются и, следовательно, увеличивается сопротивление $R_{\text{ин}}$.

Неравенства сопротивлений секций определяются неравномерностью сопротивления обмоточного провода по длине, что объясняется чисто технологическими причинами и поэтому теоретически рассчитать их нельзя. Эти неравенства так же, как и неравенства собственных индуктивностей секций и коэффициентов связей между ними, надо определять экспериментально и пользоваться ими при расчете погрешностей проектируемого делителя. В работе [2] приведены такие данные для проводов нескольких диаметров и только одного типа. Было бы полезно экспериментально определить неравномерности сопротивления по длине у проводов разных типов и диаметров.

ПОГРЕШНОСТИ ДЕЛИТЕЛЯ ОТ НЕРАВЕНСТВА ВНОСИМЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Неидентичность секций вызывается также и неравенством вносимых в них сопротивлений и индуктивностей.

Из формул (18) и (19) видно, что вносимые сопротивления и индуктивности секций могут быть неравны лишь вследствие неравенства взаимных индуктивностей между эквивалентным электрическим контуром вихревых токов в сердечнике $L_{\text{в}}$, $R_{\text{в}}$ и соответствующими секциями.

Будем считать, что сопротивления секций равны нулю, собственные индуктивности их L , а коэффициенты связи между ними равны единице.

Вносимые в i -ую секцию индуктивность и активное сопротивление равны

$$L_{\text{вн}i} = L_{\text{внср}} + \Delta L_{\text{вн}i}, \quad R_{\text{вн}i} = R_{\text{внср}} + \Delta R_{\text{вн}i}.$$

Взаимная индуктивность между i -ой секцией и сердечником равна

$$M_{\text{в}i} = M_{\text{вср}} + \Delta M_{\text{в}i}.$$

где $M_{\text{вср}} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} M_{\text{в}i}}{n}$ — среднее арифметическое значение взаимных индуктивностей между секциями и сердечником;

$\Delta M_{\text{в}i}$ — отклонение от среднего значения взаимной индуктивности между i -ой секцией и сердечником.

Из формул (18) и (19), пренебрегая величинами второго порядка, получим

$$\frac{\Delta L_{\text{вн}i}}{L_{\text{внср}}} = \frac{\Delta R_{\text{вн}i}}{R_{\text{внср}}} = \frac{\Delta M_{\text{в}i}}{M_{\text{вср}}}.$$

Коэффициент деления равен

$$K = \frac{\left(\sum_{i=1}^{i=m} R_{\text{нн}i} \right) + j\omega \left(mnI + \sum_{i=1}^{i=m} L_{\text{нн}i} \right)}{\left(\sum_{i=1}^{i=n} R_{\text{нн}i} \right) + j\omega \left(n^2I + \sum_{i=1}^{i=n} L_{\text{нн}i} \right)}$$

После преобразований получим

$$K = \frac{m}{n} (1 - \gamma_{aM} - j\gamma_{\phi M}),$$

где $\gamma_{aM} = -\frac{L_{\text{нн}06}}{L_{06-}} \left(1 + \frac{1}{Q^2} \cdot \frac{L_{06-}}{L_{\text{нн}06}} \right) \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta M_{\text{нн}i}}{M_{\text{нн}i}} =$ амплитудная погрешность делителя;

$\gamma_{\phi M} = \frac{1}{Q} \left(1 - \frac{L_{\text{нн}06}}{L_{06-}} \right) \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta M_{\text{нн}i}}{M_{\text{нн}i}} =$ фазовая погрешность делителя.

Данная формула выведена для случая $Q \geq 2$.

Из выражений для погрешностей γ_{aM} и $\gamma_{\phi M}$ видно, что при неидентичной электромагнитной связи секций делителя с эквивалентным электрическим контуром вихревых токов в сердечнике появляются определенные погрешности коэффициента деления. В реальных трансформаторных делителях эти погрешности на общую погрешность коэффициента деления заметного влияния не оказывают, так как определяются неравенствами потоков рассеяния секций.

ПОГРЕШНОСТИ ДЕЛИТЕЛЯ ОТ ПАРАЗИТНЫХ СВЯЗЕЙ МЕЖДУ СЕКЦИЯМИ

Если бы даже все секции трансформаторного делителя были полностью идентичны друг другу, делитель все равно имел погрешность, обусловленную паразитными связями между секциями, в основном емкостями, а также сопротивлениями изоляции проводов.

Надо отметить, что в трансформаторных делителях паразитные емкости велики вследствие тесного пространственного совмещения секций.

Эквивалентная схема делителя с учетом паразитных связей между секциями показана на рис. 4. На схеме паразитные емкости и сопротивления изоляции проводов включены между концами секций. Более правильно было бы считать, что они включены между серединами секций, но в этом случае расчет усложнится, а его конечный результат изменится мало.

Для жгутовой обмотки с достаточной для расчета степенью точности можно считать, что однородные параметры делителя равны друг другу.

Цаф, Чинбург и Вольф анализируют погрешности от паразитных связей между секциями 10- и 20-секционных делителей, имеющих одинаковые активные сопротивления секций r и одинаковые сопротивления изоляции между секциями $R_{\text{нн}}$ [2]. Индуктивности рассеяния секций L_s и емкости между секциями C они принимают равными нулю. Цаф и др. поставили своей задачей найти не сами эти погрешности, а соотношения

между ними (это им необходимо для обоснования предлагаемой методики проверки трансформаторных делителей). Поэтому они рассматривают отношения $\Delta K/\Delta K_{\max}$, где ΔK — абсолютная погрешность рассматриваемого коэффициента деления и ΔK_{\max} — абсолютная погрешность того коэффициента деления, при котором она максимальна.

Авторы приводят математическую зависимость этих отношений от коэффициента деления, которая при $\frac{r}{R_{\text{из}}} \rightarrow 0$ (что справедливо для реальных трансформаторных делителей) имеет вид

$$\frac{\Delta K}{\Delta K_{\max}} = K(1 - K)(0,5 - K) 20,833... \quad (35)$$

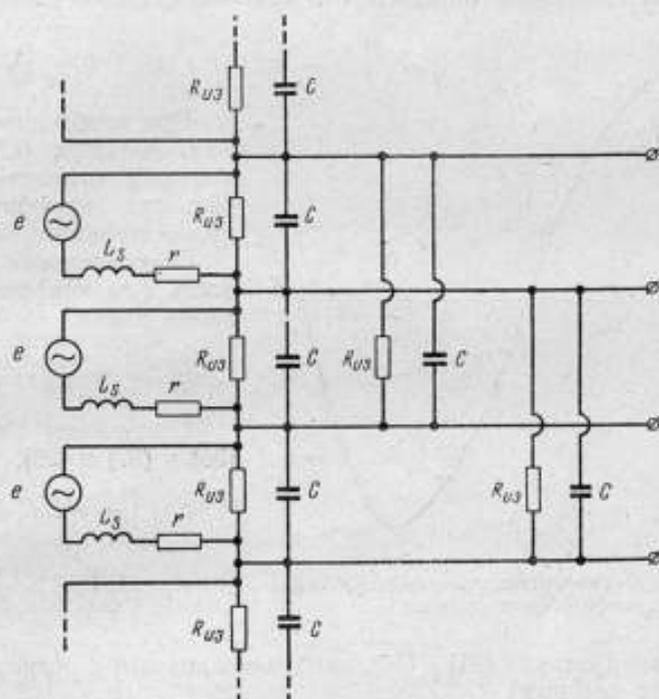


Рис. 4. Принципиальная схема трансформаторного делителя с учетом паразитных емкостей и сопротивлений изоляции между секциями.

График этой зависимости приведен на рис. 5, на котором ΔK_{\max} — абсолютная погрешность коэффициента деления 0,2. Из формулы (35) и графика видно, что абсолютные погрешности сопряженных коэффициентов деления (0,1 и 0,9; 0,2 и 0,8 и т. д.) равны по величине и противоположны по знаку, что абсолютная погрешность максимальна при коэффициентах деления, близких к 0,2 и 0,8, и равна нулю при коэффициенте деления 0,5. Подчеркнем, что это справедливо только при равенстве однородных параметров. На основании разработанной в работе [2] методики значения этих погрешностей можно рассчитать.

Прежде всего отметим, что сделанный Цапфом и др. расчет справедлив и на переменном токе, когда остаточные параметры секций равны

$$z_s = r + j\omega L_s \quad (36)$$

и сопротивления между секциями

$$z_c = \frac{R_{из} (j\omega C)^{-1}}{R_{из} + (j\omega C)^{-1}}. \quad (37)$$

Из работы [2] следует, что в общем случае абсолютная погрешность i -го коэффициента деления равна

$$\Delta K_i = \pm \frac{D_i}{D} \rho, \quad (38)$$

где D — полный определитель системы уравнений, из которой находят ΔK_i ; D_i — дополнительный определитель этой же системы уравнений;

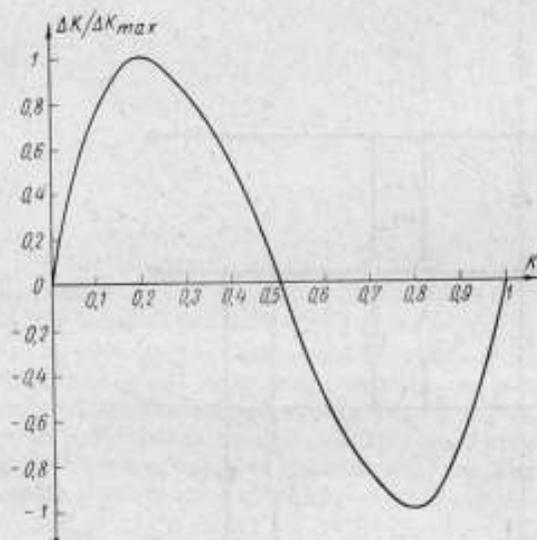


Рис. 5. График зависимости погрешностей $\Delta K_i/\Delta K_{max}$ от коэффициента деления.

$$\rho = \frac{z_c}{z_c}. \quad (39)$$

При коэффициентах деления, меньших 0,5, выражение (38) отрицательно, при больших коэффициентах — положительно.

Относительная погрешность i -го коэффициента деления равна

$$\frac{\Delta K_i}{K_i} = \pm \frac{1}{K_i} \cdot \frac{D_i}{D} \rho. \quad (40)$$

Подставляя выражения (36) и (37) в (39), получим

$$\rho = \left(-\omega^2 L_s C + \frac{r}{R_{из}} \right) + j\omega \left(rC + \frac{L_s}{R_{из}} \right). \quad (41)$$

Подставляя формулу (41) в (40), найдем амплитудную погрешность i -го коэффициента деления

$$\gamma_{ам} = \pm \left(\omega^2 L_s C - \frac{r}{R_{из}} \right) \frac{D_i}{D} \cdot \frac{1}{K_i} \quad (42)$$

и фазовую

$$\gamma_{фа} = \mp \omega \left(rC + \frac{L_s}{R_{из}} \right) \frac{D_i}{D} \cdot \frac{1}{K_i}. \quad (43)$$

В выражении (42) при коэффициентах деления, меньших 0,5, стоит плюс, при больших коэффициентах — минус, в выражении (43) — наоборот.

В реальных трансформаторных делителях сопротивление изоляции проводов высокое, поэтому

$$\frac{r}{R_{из}} \ll \omega^2 L_s C \text{ и } \frac{L_s}{R_{из}} \ll rC.$$

Тогда

$$\gamma_{\pi} = \pm \omega^2 L_s C \frac{D_i}{D} \frac{1}{K_i}, \quad (44)$$

$$\gamma_{\phi_n} = \mp \omega C \frac{D_i}{D} \frac{1}{K_i}. \quad (45)$$

Рассчитаем погрешности 10-секционного трансформаторного делителя, который чаще всего встречается на практике. Решив систему уравнений для такого делителя, получим, что абсолютные погрешности его коэффициентов равны

$$\Delta K_{0,1} = -\Delta K_{0,9} = \frac{D_{0,1}}{D} \rho = \frac{4,4b^3 + 3,3b^2 - 6,6b - 2,2}{b^4 - 3b^2 + 1} \rho, \quad (46)$$

$$\Delta K_{0,2} = -\Delta K_{0,8} = \frac{D_{0,2}}{D} \rho = \frac{3,3b^3 + 6,6b^2 - 2,2b - 4,4}{b^4 - 3b^2 + 1} \rho, \quad (47)$$

$$\Delta K_{0,3} = -\Delta K_{0,7} = \frac{D_{0,3}}{D} \rho = \frac{2,2b^3 + 4,4b^2 + 2,2b - 1,1}{b^4 - 3b^2 + 1} \rho, \quad (48)$$

$$\Delta K_{0,4} = -\Delta K_{0,6} = \frac{D_{0,4}}{D} \rho = \frac{1,1b^3 + 2,2b^2 + 1,1b + 2,2}{b^4 - 3b^2 + 1} \rho, \quad (49)$$

где $b = 2 + 11\rho$.

В реальных трансформаторных делителях $\rho \rightarrow 0$. Поэтому $b = 2$.

После подстановки $b = 2$ в формулы (46)–(49) получим

$$\Delta K_{0,1} = -\Delta K_{0,9} \simeq 6,6\rho;$$

$$\Delta K_{0,2} = -\Delta K_{0,8} \simeq 8,8\rho;$$

$$\Delta K_{0,3} = -\Delta K_{0,7} \simeq 7,7\rho;$$

$$\Delta K_{0,4} = -\Delta K_{0,6} \simeq 4,4\rho.$$

Относительные погрешности коэффициентов деления, вычисленные по формуле (49), указаны в таблице.

Коэффициент деления			
номинальное значение	относительная погрешность	номинальное значение	относительная погрешность
0,1	66	0,6	-7,3
0,2	44	0,7	-11
0,3	25,7	0,8	-11
0,4	11	0,9	-7,3
0,5	0		

Для расчета этих погрешностей необходимо знать индуктивность рассеяния секции. Непосредственное экспериментальное определение индуктивности рассеяния секций трансформаторных делителей затруднительно вследствие очень малого ее значения. Поэтому ее удобнее рассчитать из экспериментально определенного коэффициента связи между двумя секциями. Из формулы (28) следует, что сумма индуктивностей рассеяния двух секций равна

$$L_{s1} + L_{s2} = 2(1 - c_{11})L_{cp}.$$

Так как секции делителя считаются идентичными, то индуктивность одной секции L_s равна

$$L_s = (1 - c)L_{cp}. \quad (50)$$

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ МНОГОКАСКАДНОГО ТРАНСФОРМАТОРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

С целью получения большого диапазона и плавности изменения коэффициента деления соединяют несколько каскадов. Существуют два основных способа этого соединения — последовательный и параллельный.

При последовательном соединении все каскады располагаются на одном сердечнике, причем число витков последующего каскада равно числу

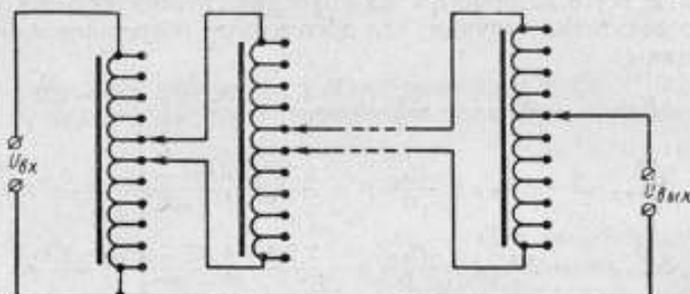


Рис. 6. Принципиальная схема трансформаторного делителя с параллельно соединенными каскадами.

витков одной секции предыдущего каскада. При таком соединении отсутствует погрешность от шунтирования предыдущего каскада последующим. Но вследствие невозможности получить достаточно хорошее пространственное совмещение обмоток каскадов из-за значительного отличия числа витков точность таких делителей недостаточно высока.

В делителях с параллельно соединенными каскадами (рис. 6) существует погрешность от шунтирования предыдущего каскада последующим, но вследствие того, что по крайней мере несколько первых каскадов изготавливают на отдельных сердечниках, точность таких делителей значительно больше, чем предыдущих.

Рассчитаем погрешность от шунтирования предыдущего каскада последующим.

Будем считать, что к нижней секции каскада подключен каскад, имеющий сопротивление z_n (рис. 7)

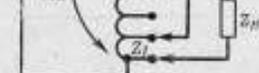


Рис. 7. Принципиальная схема трансформаторного делителя с нагрузкой.

а паразитные емкости и сопротивления между секциями отсутствуют.

Определим выходное напряжение каскада методом эквивалентного генератора.

Разрывая выходные зажимы делителя, найдем, что на холостом ходу его выходное напряжение равно

$$U_{xx} = U_{nx} \cdot K_{xx}. \quad (52)$$

Коэффициент деления на холостом ходу K_{xx} можно рассчитать по формулам, выведенным выше.

Теперь замкнем входные зажимы делителя и определим его выходное сопротивление (рис. 8). Оно будет равно параллельному соединению верхней и нижней частей обмотки.

Сопrotивление двух параллельно соединенных катушек индуктивности с взаимной индуктивностью M равно [4]

$$z_n = \frac{z'z'' - z_M^2}{z' + z'' - 2z_M}, \quad (53)$$

где $z' = r' + j\omega l'$ и $z'' = r'' + j\omega l''$ — комплексные сопротивления катушек;
 $z_M = j\omega M$ — комплексное взаимное сопротивление между катушками;

r', r'' — активные сопротивления катушек;
 l', l'' — собственные индуктивности катушек.

При параллельном соединении верхней и нижней частей обмотки каскада взаимная индуктивность между ними будет отрицательна, поскольку начало верхней части обмотки соединяется с концом нижней. В такой цепи не будет общего магнитного потока и поэтому можно пренебречь сопротивлениями и индуктивностями, вносимыми в обмотку вследствие потерь в сердечнике.

Учитывая это, получим, что выходное сопротивление делителя равно

$$z_{\text{вых}} = \frac{(r_1 + j\omega l_1)(r_{II} + j\omega l_{II}) + \omega^2 M_{III}^2}{(r_1 + r_{II}) + j\omega(l_1 + l_{II} + 2M_{III})},$$

где r_1, l_1 — активное сопротивление и собственная индуктивность шунтируемой секции каскада;

r_{II}, l_{II} — активное сопротивление и собственная индуктивность остальной (верхней) части обмотки;

M_{III} — взаимная индуктивность между шунтируемой и остальной (верхней) частями обмоток.

После преобразований получим

$$z_{\text{вых}} = \frac{[r_1 r_{II} - \omega^2(l_1 l_{II} - M_{III}^2)] + j\omega(r_1 l_{II} + r_{II} l_1)}{(r_1 + r_{II}) + j\omega(l_1 + l_{II} + 2M_{III})}. \quad (54)$$

Напряжение на нагрузке z_n равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{xx}}}{z_{\text{вых}} + z_n} z_n = U_{\text{xx}} K_{\text{xx}} \frac{z_n}{z_{\text{вых}} + z_n}.$$

Коэффициент деления каскада с нагрузкой равен

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{xx}}} = K_{\text{xx}} \frac{1}{1 + \frac{z_{\text{вых}}}{z_n}}. \quad (55)$$

Подставляя в это выражение формулы (51) и (54), после преобразований и пренебрежения величинами второго порядка малости получим

$$K = K_{\text{xx}} \left\{ 1 + \frac{l_1}{L_n} \left[\frac{r_1}{\omega l_1} \cdot \frac{r_{II}}{\omega l_{II}} - \left(1 - \frac{M_{III}^2}{l_1 l_{II}} \right) \right] + j \frac{l_1}{L_n} \left(\frac{r_1}{\omega l_1} + \frac{r_{II}}{\omega l_{II}} \right) \right\}. \quad (56)$$

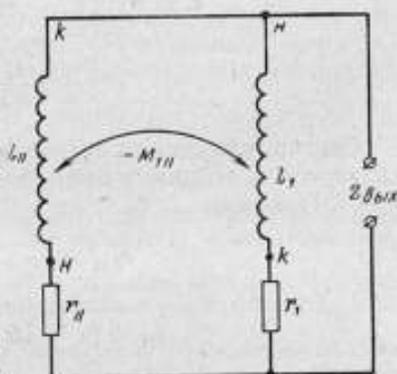


Рис. 8. Схема для расчета выходного сопротивления трансформаторного делителя.

Так как

$$1 - \frac{M_{111}^2}{I_1 I_{11}} = 1 - c_{111}^2 = (1 - c_{111})(1 + c_{111}),$$

где c_{111} — коэффициент связи между выходной и остальной частями обмотки.

Учитывая, что c_{111} близок к единице, получим

$$1 - \frac{M_{111}^2}{I_1 I_{11}} \approx 2(1 - c_{111}).$$

Тогда

$$K = K_{xx} \left\{ 1 + \frac{l_1}{L_n} \left[\frac{r_1}{\omega l_1} + \frac{r_{11}}{\omega l_{11}} - 2(1 - c_{111}) + \right. \right. \\ \left. \left. + j \frac{l_1}{L_n} \left(\frac{r_1}{\omega l_1} + \frac{r_{11}}{\omega l_{11}} \right) \right] \right\}. \quad (57)$$

Считая, что секции делителя идентичны, и учитывая, что коэффициент связи между секциями очень близок к единице, представим члены выражения (57) в виде

$$K_{xx} = \frac{1}{n}; \quad r_{11} = (n-1)r, \quad l_1 = l,$$

$$l_{11} = (n-1)^2 l; \quad c_{111} = 1 - \frac{L_2}{2l} \cdot \frac{n}{n-1}.$$

Подставляя члены в таком виде в формулу (57), получим

$$K = \frac{1}{n} \left\{ 1 + \frac{l}{L_n} \left[\frac{r^2}{\omega^2 l^2} \cdot \frac{1}{n-1} - 2(1 - c_{111}) \right] + \right. \\ \left. + j \frac{r}{\omega L_n} \left[1 + \frac{1}{(n-1)^2} \right] \right\}.$$

Амплитудная погрешность коэффициента деления от шунтирования равна

$$\gamma_{ам} = - \frac{l}{L_n} \left[\frac{r^2}{\omega^2 l^2} \cdot \frac{1}{n-1} - 2(1 - c_{111}) \right],$$

а фазовая погрешность

$$\gamma_{фаз} = - \frac{r}{\omega L_n} \left[1 + \frac{1}{(n-1)^2} \right].$$

При

$$\frac{r^2}{\omega^2 l^2} \cdot \frac{1}{n-1} \ll 2(1 - c_{111}) \quad \text{и} \quad \frac{1}{n-1} \ll 1$$

$$\gamma_{ам} \approx 2 \frac{l}{L_n} (1 - c_{111}) \approx \frac{L_2}{L_n}, \quad (58)$$

$$\gamma_{фаз} \approx - \frac{r}{\omega L_n}. \quad (59)$$

Очевидно, что данный расчет справедлив и тогда, когда последующий каскад шунтирует любую другую секцию предыдущего каскада.

Погрешность любого коэффициента деления многокаскадного делителя при отсутствии паразитных связей между каскадами можно рассчитать как сумму взятых в определенных соотношениях погрешностей соответствующих коэффициентов деления отдельных каскадов. Это справедливо для многокаскадного делителя и с параллельным и с последовательным соединением каскадов.

Выводы

Проведен анализ погрешностей трансформаторных делителей напряжения. Предложены формулы для расчета погрешностей трансформаторных делителей от неравенства активных сопротивлений секций, взаимных индуктивностей между секциями и сердечником, от паразитных емкостей и сопротивлений изоляции между секциями, от шунтирования предыдущего каскада последующим. Полученные формулы справедливы для расчета погрешностей трансформаторных делителей в диапазоне частот до 100—200 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hill I. I. and Miller A. P. A seven—decade adjustable ratio inductively coupled voltage divider with 0.1 part per million accuracy. «The Proceedings of the IEE», 1962, v. 109, part B, № 44, p. 49—54.
2. Zapf T. Z., Chinburg C. H., Wolf H. K. Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. «IEEE Transactions Instrumentation and Measurements», 1963, IM—12, p. 80—85.
3. Sze W. C., Dunn A. F., Zapf T. L. An international comparison of inductive voltage divider calibrations at 400 and 1000 Hertz. «IEEE Internat. Convent. Recs.», 1965, 13, № 11, p. 126—135.
4. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники, ч. I и II. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Поступила в редакцию
9/II 1967 г.

СИНТЕЗ УРАВНОВЕШЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПО ЗАДАННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Оптимальные параметры уравновешенных X-образных мостовых схем переменного тока по чувствительности найдены в работе [1] в предположении, что удельная чувствительность является регулярной функцией во всей области определения. Другими словами, в указанной работе не рассматривались резонансные явления, т. е. поведение функции чувствительности вблизи особых точек-полосов. Поэтому абсолютное значение удельной чувствительности для случаев, приведенных в работе [1], невелико. Большой интерес представляют исследование параметров мостовых схем вблизи полюсов чувствительности и обобщенные критерии выбора таких параметров.

Используя методику эквивалентных четырехполюсников [1], получим выражение для удельной чувствительности моста (при э. д. с. $E_r = 1$ в) в виде (рис. 1)

$$\bar{S}_{(z)}^{(1)} = \frac{\bar{x}_1}{[1 + \bar{x}_3 + \bar{x}_4(1 + \bar{x}_2)] \left[1 + \bar{x}_1 + \frac{\bar{x}_1}{\bar{x}_2} \bar{x}_3(1 + \bar{x}_2) \right]}, \quad (1)$$

где $\bar{x}_1 + \bar{x}_4$ — вспомогательные переменные, равные соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{\bar{Z}_1}{Z_2} e^{i\beta}; & \bar{x}_2 &= \frac{\bar{Z}_3}{Z_2} e^{i\gamma}; \\ \bar{x}_3 &= \frac{\bar{Z}_r}{Z_1} e^{i\delta}; & \bar{x}_4 &= \frac{Z_1}{\bar{Z}_y} e^{i\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\beta = \varphi_1 - \varphi_2; \quad \gamma = \varphi_3 - \varphi_2; \quad \delta = \varphi_r - \varphi_1; \quad \theta = \varphi_1 - \varphi_y. \quad (2a)$$

Здесь φ — фазовые углы полных сопротивлений $\bar{Z}_1 + \bar{Z}_y$.

Из физических соображений выбираем граничные условия

$$\left. \begin{aligned} 0 < Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_y, Z_r < \infty, \\ -\frac{\pi}{2} < \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4, \varphi_y, \varphi_r < +\frac{\pi}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (2b)$$

Под \bar{Z}_y и \bar{Z}_r , в большинстве случаев, понимают выходные сопротивления согласующих элементов к генератору и указателю равновесия, при помощи которых последние присоединяются к мосту. Соотношения (2) имеют смысл только в уравновешенных схемах.

Выражение (1) можно представить в виде [1]

$$\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \frac{\bar{x}_1}{(1 + \bar{x}_1)^2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\bar{Z}_{yy}}{\bar{Z}_y}\right) \left(1 + \frac{\bar{Z}_r}{\bar{Z}_{rr}}\right)}, \quad (3)$$

где

$\bar{Z}_{yy} = \frac{1 + \bar{x}_2}{1 + \bar{x}_1} \bar{Z}_1$ и $\bar{Z}_{rr} = \frac{\bar{x}_2}{\bar{x}_1} \frac{1 + \bar{x}_1}{1 + \bar{x}_2} \bar{Z}_1$ — полные сопротивления моста (рис. 1) со стороны указателя и генератора соответственно.

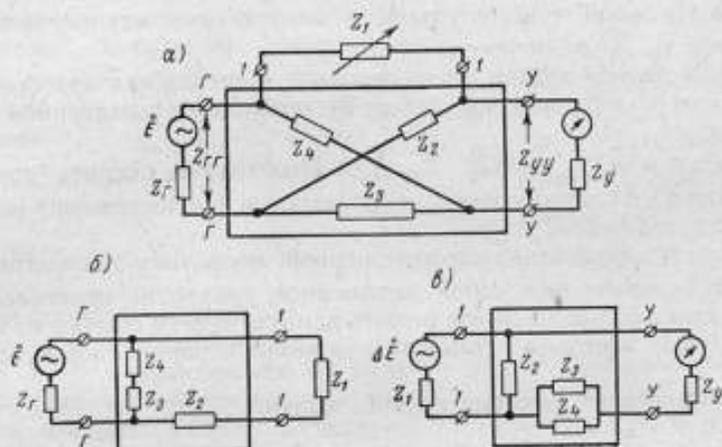


Рис. 1.

Из формулы (3) видно, что для достижения полюса удельной чувствительности ($\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \infty$) необходимо и достаточно, чтобы

$$\frac{\bar{Z}_{yy}}{\bar{Z}_y} = -1, \quad (4a)$$

$$\frac{\bar{Z}_r}{\bar{Z}_{rr}} = -1, \quad (4б)$$

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = -1, \quad (4в)$$

Условие (4в), соответствующее резонансу в обычном противофазном мосте переменного тока [2], в дальнейшем рассматривать не будем. Условия (4а и б) соответствуют полным резонансам в обоих (или в одном из двух) эквивалентных четырехполюсниках (рис. 1, б, в). Это возможно только для схемы, составленной из «идеальных» реактивных элементов: емкости, индуктивности или совершенных трансформаторов. Поэтому основной практической задачей является определение таких допустимых предельных отклонений параметров от идеальных (отклонений от полюсов), при которых абсолютное значение удельной чувствительности будет значительно выше обычного (0,25) или лежит в некоторых, наперед заданных, пределах. Решению данной задачи в общем виде посвящено дальнейшее изложение.

Из методических соображений целесообразно рассмотреть две задачи:
 1. З а д а н ы \bar{x}_1, \bar{x}_2 (параметры моста $\bar{Z}_1 \div \bar{Z}_4$). Следует определить допустимые отклонения $\bar{\Delta}_3, \bar{\Delta}_4$ параметров \bar{x}_3, \bar{x}_4 (\bar{Z}_y, \bar{Z}_r) от полюсов таким образом, чтобы модуль $\bar{S}_{(Z)}$ лежал в заданных пределах, т. е. чтобы

$$S_2 < S_{(Z)}^{(1)} \leq S_1. \quad (5)$$

Если задано одно значение чувствительности ($S_1 = S_2$), неравенство (5) обращается в равенство.

Возможна постановка обратной задачи, т. е. нахождение предельных значений удельной чувствительности по заданным отклонениям $\bar{\Delta}_3, \bar{\Delta}_4$ параметров \bar{x}_3, \bar{x}_4 от полюсов.

Решение данной задачи имеет основное значение для подбора параметров мостовой установки при работе ее в областях повышенной чувствительности.

2. З а д а н ы \bar{x}_3, \bar{x}_4 ($\bar{Z}_1, \bar{Z}_y, \bar{Z}_r$). Необходимо оценить допустимые отклонения $\bar{\Delta}_1, \bar{\Delta}_2$ параметров \bar{x}_1, \bar{x}_2 от полюсов для достижения определенной чувствительности.

Эта задача значительно сложнее первой, поскольку знаменатель выражения (1) представляет собой нелинейное уравнение относительно \bar{x}_2 . Поэтому имеет больший смысл решать данную задачу обычными методами [1] при работе мостовых установок в режимах ограниченной чувствительности.

Ниже приведено решение первой задачи.

Теоретические соображения

Из выражений (2) и (3) находим, что полюсы по \bar{x}_3 и \bar{x}_4 (т. е. значения \bar{x}_3, \bar{x}_4 , обращающие $S_{(Z)}^{(1)}$ в бесконечность) равны

$$\begin{aligned} \bar{P}_3 &= P_3 e^{j\delta_3} = -\frac{\bar{x}_2}{\bar{x}_1} \left(\frac{1 + \bar{x}_1}{1 + \bar{x}_2} \right); \\ \bar{P}_4 &= P_4 e^{j\delta_4} = -\frac{1 + \bar{x}_1}{1 + \bar{x}_2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Допустимые отклонения параметров \bar{x}_3, \bar{x}_4 от полюсов для получения требуемой чувствительности определим как

$$\bar{\Delta}_3 = \bar{x}_3 - \bar{P}_3; \quad \bar{\Delta}_4 = \bar{x}_4 - \bar{P}_4 \quad (7)$$

или

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_3 &= P_3 e^{j\delta_3} + \Delta_3 e^{j\psi_3}, \\ \bar{x}_4 &= P_4 e^{j\delta_4} + \Delta_4 e^{j\psi_4}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где Δ_3, Δ_4 — малые высшего порядка по сравнению с P_3, P_4 ;

$$0 < \psi_3, \psi_4 < 2\pi.$$

Фазы отклонений (поправок) ψ_3, ψ_4 для рассматриваемой задачи не зависят от их модулей (Δ_3, Δ_4).

Аналитические выражения для модуля и фазы \bar{x}_3, \bar{x}_4 получим из выражений (8):

$$\left. \begin{aligned} x_3 &= \sqrt{\Pi_3^2 + \Delta_3^2 + 2\Pi_3\Delta_3 \cos(\delta_0 - \psi_3)}; \\ x_4 &= \sqrt{\Pi_4^2 + \Delta_4^2 + 2\Pi_4\Delta_4 \cos(\theta_0 - \psi_4)}; \\ \operatorname{tg} \delta &= \frac{\Pi_3 \sin \delta_0 + \Delta_3 \sin \psi_3}{\Pi_3 \cos \delta_0 + \Delta_3 \cos \psi_3}; \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{\Pi_4 \sin \theta_0 + \Delta_4 \sin \psi_4}{\Pi_4 \cos \theta_0 + \Delta_4 \cos \psi_4}. \end{aligned} \right\} \quad (8a)$$

Прежде всего, исходя из физических соображений, определим допустимую фазовую область параметров \bar{x}_3, \bar{x}_4 . Из выражений (2a и б) получим систему неравенств

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\pi}{2} - \varphi_1 < \delta < \frac{\pi}{2} - \varphi_1; \\ \varphi_1 - \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} + \varphi_1. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Геометрически система (9) представлена фигурой $ABCDEF$ (рис. 2) в координатах $\delta - \theta$ в зависимости от параметра φ_1 . При $\varphi_1 = 0$ система (9) представляет квадрат $KLMN$ с центром в начале координат и стороной, равной $\pi \left(-\frac{\pi}{2} \div +\frac{\pi}{2} \right)$. При $\varphi_1 \rightarrow +\frac{\pi}{2}$ квадрат смещается в квадрант II плоскости $ABCO$ (положительный обход против часовой стрелки). При $\varphi_1 \rightarrow -\frac{\pi}{2}$ квадрат смещается в квадрант IV плоскости ($ODEF$). Если

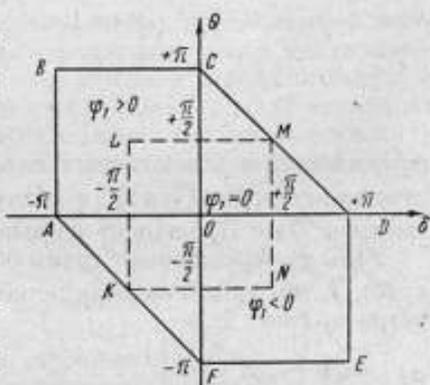


Рис. 2.

при заданных \bar{x}_1, \bar{x}_2 фазы $\bar{\Pi}_3$ и $\bar{\Pi}_4$ не лежат в области $ABCDEF$, для получения решений, имеющих физический смысл, необходимо накладывать ограничения на фазу и модуль поправок Δ_3, Δ_4 . Определим эти модули.

Подставив значения $\bar{\Delta}_3, \bar{\Delta}_4$ из формул (6) и (7) в (1), получим для модуля $S_{(Z)}^{(1)}$

$$S_{(Z)}^{(1)} = \frac{x_2}{1 + \bar{x}_2|^2} \cdot \frac{1}{\Delta_3 \Delta_4} \quad (10)$$

или

$$\Delta_3 \Delta_4 = \frac{x_2}{S_{(Z)}^{(1)} |1 + \bar{x}_2|^2}. \quad (11)$$

С учетом неравенства (5) из выражения (11) получим основное неравенство для модулей допустимых поправок Δ_3, Δ_4 :

$$\frac{x_2}{S_2 |1 + \bar{x}_2|^2} \geq \Delta_3 \Delta_4 \geq \frac{x_2}{S_1 |1 + \bar{x}_2|^2}. \quad (12)$$

Неравенство (12) можно представить геометрически семейством равнобочных гипербол в координатах $\Delta_3 - \Delta_4$, асимптоты которых совпадают с осями координат (рис. 3).

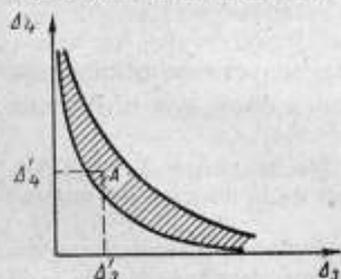


Рис. 3.

При заданных x_1, x_2, S_1, S_2 в плоскости $\Delta_3 - \Delta_4$ получим область между двумя гиперболами (заштрихованная область рис. 3), все точки которой удовлетворяют неравенству (12). Любая точка внутри этой области (например A , с координатами Δ_3, Δ_4) соответствует, согласно системе (8), паре

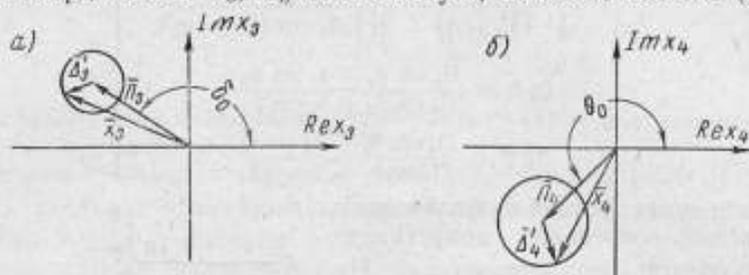


Рис. 4.

окружностей в комплексных плоскостях \bar{x}_3, \bar{x}_4 , центры которых определяются векторами \bar{P}_3 и \bar{P}_4 , а радиусы равны соответственно Δ_3 и Δ_4 (рис. 4). Векторы \bar{P}_3 и \bar{P}_4 находят из выражений (6).

Углы ψ_3, ψ_4 выбирают таким образом, чтобы фазы суммарных векторов \bar{x}_3 (θ), \bar{x}_4 (Θ) удовлетворяли неравенству (9) при заданном значении параметра φ_1 (рис. 2).

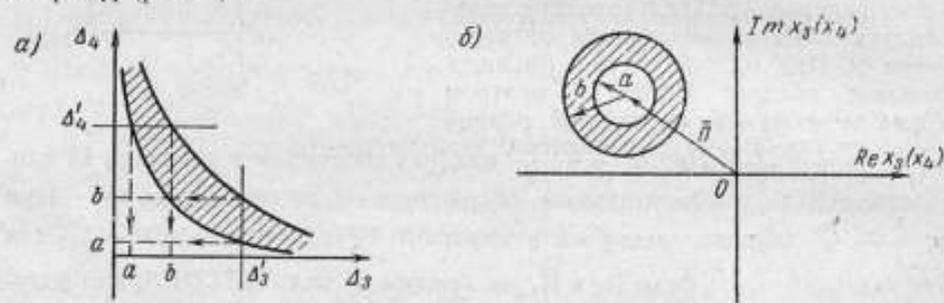


Рис. 5.

Построение рис. 4 дает возможность оценить допустимое отклонение параметров \bar{x}_3, \bar{x}_4 (\bar{Z}_r, \bar{Z}_y) от полюсов (по модулю и фазе) для получения чувствительности в заданных пределах.

При фиксированном параметре \bar{x}_3 (\bar{x}_4), т. е. при заданном Δ_3 (или Δ_4), для оставшегося параметра получим в комплексной плоскости кольцо допустимых отклонений от полюсов (рис. 5).

Полученные соотношения (9) и (12) являются необходимыми и достаточными для решения поставленной задачи с учетом условий физической реализуемости параметров цепей.

Последовательность решения первой задачи синтеза

1. По заданным параметрам плеч моста определяют из выражения (2) вспомогательные параметры \bar{x}_1, \bar{x}_2 .
2. Из выражений (6) определяют значения полюсов \bar{P}_3, \bar{P}_4 ($P_3, P_4, \theta_0, \Theta_0$).
3. По заданным параметрам x_2, S (S_1, S_2) строят гиперболу или семейство гипербол [выражения (11) и (12)]. Значения поправок Δ_3, Δ_4 выбирают таким образом, чтобы $\Delta_3 < P_3, \Delta_4 < P_4$.

4. Если векторы \bar{P}_3, \bar{P}_4 лежат в допустимой фазовой области, т. е. δ_0, θ_0 удовлетворяют неравенству (9), из выражений (8а) определяют параметры $\bar{x}_3, \bar{x}_4 (Z_y, Z_r)$, соответствующие заданной чувствительности $S (S_1 \div S_2)$. Если полюсы \bar{P}_3, \bar{P}_4 выходят из допустимых фазовых областей, поправки Δ_3, Δ_4 необходимо выбрать таким образом, чтобы фазы векторов $\bar{x}_3, \bar{x}_4 (\delta, \theta)$ удовлетворяли неравенству (9). В этом случае приходится решать обратную задачу, т. е. определять чувствительность при выбранных Δ_3, Δ_4 . Она получается обычно меньше заданной $S_{(Z)}^{(1)}$.

Числовые примеры

В качестве первых двух примеров использования предложенной методики приведены расчеты мостовых схем переменного тока с индуктивно-связанными плечами отношения в цепи генератора и в цепи индикатора (так называемых «трансформаторных» мостов). Преимущества последних по сравнению с обычными мостами, с точки зрения повышения точности и расширения пределов измерения, а также частотного диапазона, общеизвестны [3].

По чувствительности «трансформаторных» мостов имеются обширные исследования [4, 5]. Однако ограничения, положенные в основу этих исследований (равенство нулю полного выходного сопротивления генератора, применение индикатора с активным входом), привели к неточным теоретическим выводам. В частности, делается вывод о том, что наибольшая удельная чувствительность мостов с индуктивно связанными плечами в диагонали питания $S_{(Z)}^{(1)} \leq 0,5$, в то время как в мостах с трансформатором в цепи индикатора она может принимать очень большие значения (в точках резонанса).

Используя предложенную методику, легко показать, что теоретически обе схемы с точки зрения чувствительности могут быть равнозначны. Достижение значительной чувствительности ($\gg 0,25$) на практике ограничивается отсутствием высококачественных реактивных генераторов и индикаторов.

Мост с индуктивно связанными плечами в цепи генератора (автотрансформаторное включение, рис. 6)

Параметры схемы: $f = 10^3$ гц; $C_1 = C_2 = 8000$ нф ($Z_1 = Z_2 = 2 \times 10^4$ ом); $L_3 = L_4 = 0,1$ гн ($Z_3 = Z_4 = 6,3 \cdot 10^2$ ом);

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 = \varphi_2 &= -\frac{\pi}{2} \\ \varphi_3 = \varphi_4 &= +\frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \text{(Пренебрегаем активными потерями).}$$

Требуется определить параметры указателя и генератора и их допустимый разброс для получения модуля удельной чувствительности $S_{(Z)}^{(1)} = 10$.

При замещении автотрансформаторного моста по схеме Кемпбелла [4, 5] параметры схемы (без учета потерь) равны

$$\begin{aligned} Z_3' = Z_4' &= 2\pi f(L_3 + M_{34}) = 2\pi f(L_3 + \sqrt{L_3 L_4}) \approx 1,26 \cdot 10^3 \text{ ом}; \\ Z_y' &= Z_y - 2\pi f M_{34} = Z_y - 2\pi f L_3. \end{aligned}$$

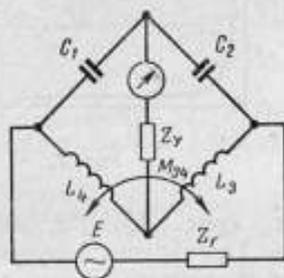


Рис. 6.

Из выражений (2) и (2а) получим

$$x_1 = 1; x_2 = 6,3 \cdot 10^{-2}; \beta = 0; \gamma = \pi$$

и из выражений (6)

$$\Pi_3 = 1,34 \cdot 10^{-1}; \Pi_4 = 2,12; \delta_0 = 0; \theta_0 = -\pi.$$

Фазы полюсов удовлетворяют неравенствам (9), модули сопротивлений указателя и генератора (в точках полюсов) равны соответственно [2]:

$$Z_{гн} = \Pi_3 Z_1 \approx 2,7 \cdot 10^3 \text{ ом};$$

$$Z_{yh} = \frac{Z_1}{\Pi_4} \approx 10^4 \text{ ом}.$$

Из выражения (11) получим

$$\Delta_3 \Delta_4 \approx 6 \cdot 10^{-3}.$$

Строим в координатах $\Delta_3 - \Delta_4$ гиперболу с полуосью $a \approx 7,5 \cdot 10^{-2}$ (рис. 7) и окружности допустимых значений \bar{x}_3, \bar{x}_4 (рис. 8) для точки I с координатами $\Delta_3 = 1,3 \cdot 10^{-2}, \Delta_4 = 0,46$ (рис. 7).

Физический смысл при $\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$ имеет верхняя полуокружность для

\bar{x}_3 (рис. 8, а) и нижняя полуокружность для \bar{x}_4 (рис. 8, б).

Определим допустимые отклонения параметров указателя (Z_y, φ_y) и генератора (Z_r, φ_r) для двух произвольно взятых случаев.

С л у ч а й 1. $\psi_3 = +\frac{\pi}{2}; \psi_4 = -\frac{\pi}{2}$ (точка I на рис. 8).

Из выражений (8а) определяем: $x_3 = 0,135; x_4 = 2,16; \delta = 5^\circ 40'; \theta = -167^\circ 10'.$

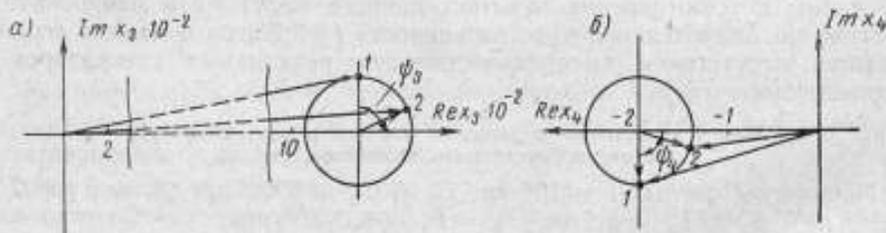


Рис. 8.

Положив, что погрешность δZ_1 определения модуля Z_1 равна нулю, получим, что погрешность подгонки параметров согласующих элементов генератора и указателя не должна превосходить соответственно $\delta Z_r \leq 0,7\%; \delta Z_y \leq 2\%.$

Из выражений (2а) находим:

$$\varphi_r = -84^\circ 20' (\text{tg } \delta_i \approx 0,1) \text{ и } \varphi_y = 77^\circ 10' (Q_y \approx 4,4).$$

Учитывая, что при замещении автотрансформаторного моста с тесной индуктивной связью по схеме Кемпбелла в диагональ указателя включается дополнительно сопротивление, равное $-2\pi/L_3 = -630 \text{ ом}$, для получения удельной чувствительности $S_{(Z)}^{(1)} = 10$ (обычно $S_{(Z)}^{(1)} \approx 0,2$)

необходимо в данном случае иметь согласующие элементы для указателя и генератора с параметрами соответственно:

$$C_r = (0,06 + 0,7\% C_n) \text{ мкф}, \operatorname{tg} \delta_r \approx 0,1$$

и

$$L_y = (1,7 + 2\% L_n) \text{ гн}, Q_y \approx 4,4,$$

где C_n и L_n — значения параметров в точках полюса.

С л у ч а й 2. $\psi_3 = 20^\circ$; $\psi_4 = -20^\circ$ (точка 2 на рис. 8).

Из выражений (8а) определяем: $x_3 = 0,147$; $x_4 = 1,7$; $\delta = 1^\circ 30'$; $\theta = 174^\circ 20'$;

$$\delta Z_r \leq 6,5\% \text{ и } \delta Z_y \geq -20\%.$$

Из выражений (2а) находим: $\varphi_r = -88^\circ 30'$ ($\operatorname{tg} \delta_r \approx 0,025$) и $\varphi_y = 84^\circ 20'$ ($Q_y \approx 10$).

В данном случае параметры согласующих элементов указателя $L_y = (1,7 - 20\% L_n) \text{ гн}$, $Q_y \approx 10$ и генератора

$$C_r = (0,06 + 6\% C_n) \text{ мкф}, \operatorname{tg} \delta_r \approx 0,025.$$

В дальнейшем под \bar{Z}_y , \bar{Z}_r (C_y , C_r , L_y , L_r) будет понимать сопротивления (параметры) согласующих элементов к указателю равновесия и генератору.

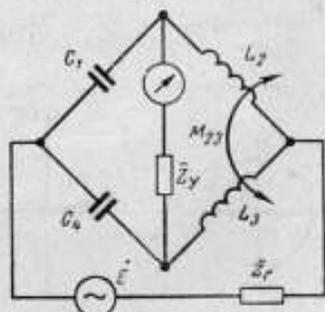


Рис. 9.

Мост с индуктивно связанными плечами в цепи индикатора (автотрансформаторное включение рис. 9)

Параметры схемы: $f = 10^3 \text{ гц}$; $C_1 = C_4 = 8000 \text{ пф}$ ($Z_1 = Z_4 \approx 2 \times 10^4 \text{ ом}$); $L_2 = L_3 = 0,1 \text{ гн}$ ($Z_2 = Z_3 \approx 6,3 \cdot 10^2 \text{ ом}$); $\varphi_1 = \varphi_4 = -\frac{\pi}{2}$, $\varphi_2 = \varphi_3 = +\frac{\pi}{2}$, $S_{(Z)}^{(1)} = 10$.

С учетом схемы замещения Кемпбелла [4, 5] параметры схемы будут:

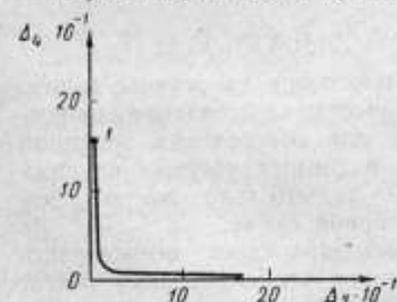


Рис. 10.

$$Z'_2 = Z'_3 = 4\pi f L_2 = 1,26 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Из выражений (2) получим

$$x_1 = 15,8; x_2 = 1; \beta = -\pi; \gamma = 0$$

и из выражения (6)

$$P_3 = 0,48; P_4 = 7,9; \delta_0 = \pi; \theta_0 = 0;$$

$$Z_{гн} \approx 10^4 \text{ ом}; Z_{yn} \approx 2,5 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Фазы полюсов удовлетворяют неравенствам (9). Из выражения (11) получим

$$\Delta_3 \Delta_4 \approx 2,5 \cdot 10^{-2}.$$

Строим гиперболу в координатах Δ_3 — Δ_4 с полуосью $a \approx 0,16$ (рис. 10). Рассмотрим точку 1 гиперболы с координатами $\Delta_3 = 1,7 \cdot 10^{-2}$, $\Delta_4 = 1,5$. Строим окружности допустимых значений \bar{x}_3 , \bar{x}_4 (рис. 11). Физический смысл имеет верхняя полуокружность для \bar{x}_3 (рис. 11, а) и нижняя полуокружность для \bar{x}_4 (рис. 11, б).

С л у ч а й 1. $\psi_3 = +\frac{\pi}{2}$, $\psi_4 = -\frac{\pi}{2}$ (точка 1 на рис. 11).

Из выражений (8а) определяем: $x_3 = 4,805 \cdot 10^{-1}$; $x_4 = 8,07$; $\delta = 178^\circ$; $\theta = -10^\circ 30'$.

Приняв $\delta Z_1 = 0$, получим допустимую погрешность подгонки параметров указателя $\delta Z_y < 2,1\%$ и генератора $\delta Z_r < 0,5\%$. Из выражений (2а) находим

$$\varphi_r = 88^\circ (Q_r \approx 30) \text{ и } \varphi_y = -79^\circ 30' (\operatorname{tg} \delta_y \approx 0,2).$$

Окончательно, с учетом замещения автотрансформатора по схеме Кемпбелла, параметры указателя и генератора для заданного случая будут:

$$L_r = (1,6 + 0,5\% C_n) \text{ гн, } Q_r = 30$$

и

$$C_y = (0,064 + 2,1\% C_n) \text{ мкф, } \operatorname{tg} \delta_y \approx 0,2.$$

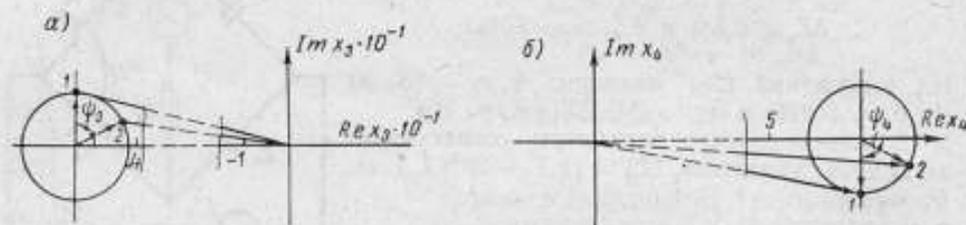


Рис. 11.

С л у ч а й 2. $\psi_3 = 20^\circ$, $\psi_4 = -20^\circ$ (точка 2 на рис. 11).

Из выражений (8а) определяем: $x_3 = 4,54 \cdot 10^{-1}$; $x_4 = 9,3$; $\delta = 179^\circ 10'$; $\theta = -3^\circ 10'$.

Приняв $\delta Z_1 = 0$, получим допустимую погрешность подгонки модуля сопротивлений генератора $\delta Z_r \geq -5,5\%$ и указателя $\delta Z_y < 18\%$.

Из выражений (2а) находим: $\varphi_r = 89^\circ 10'$ ($Q_r = 70$) и $\varphi_y = -86^\circ 50'$ ($\operatorname{tg} \delta_y = 0,06$).

Для данного случая параметры указателя равны

$$C_y = (0,064 + 18\% C_n) \text{ мкф, } \operatorname{tg} \delta_y = 0,06$$

и генератора

$$L_r = (1,6 - 5,5\% C_n) \text{ гн, } Q_r \approx 70.$$

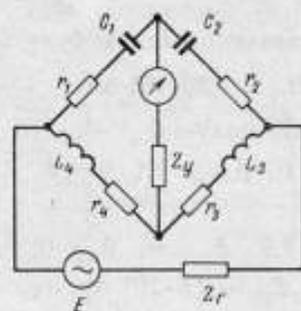


Рис. 12.

Сравнивая две рассмотренные схемы, видим, что требования к качеству изготовления (добротности) генератора для обеспечения заданной чувствительности, в данных частных случаях для второй схемы, значительно жестче, чем для указателя в первой схеме.

Изложенная методика дает возможность учесть также потери в элементах плеч моста.

В качестве примера рассмотрим схему (рис. 12),

составленную из элементов с потерями, и определим достижимую чувствительность при наличии физически осуществимых указателя и генератора.

Параметры схемы: $f = 1000 \text{ гц}$; $C_1 = C_2 = 8000 \text{ нф}$; $\operatorname{tg} \delta_1 = \operatorname{tg} \delta_2 = 0,1$ (последовательная схема замещения).

$$L_3 = L_4 = 0,1 \text{ гн; } \varphi_3 = \varphi_4 = 80^\circ (Q \approx 5,5);$$

$$Z_1 = Z_2 \approx 2 \cdot 10^4 \text{ ом; } Z_3 = Z_4 \approx 6,4 \cdot 10^2 \text{ ом;}$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \operatorname{arctg} 10 \approx 85^\circ.$$

Из выражений (2) и (2а) находим:

$$x_1 = 1; x_2 = 3,15 \cdot 10^{-2};$$

$$\beta = 0; \gamma = 165^\circ$$

и из выражений (6)

$$\bar{P}_3 = 6,3 \cdot 10^{-2} e^{-j10^\circ 30'}, \bar{P}_4 = 2e^{-j180^\circ 30'}$$

Фазы \bar{P}_3 и \bar{P}_4 не удовлетворяют неравенству (9), поэтому для получения результатов, имеющих физический смысл, необходимо наложить ограничения на Δ_3 и Δ_4 (т. е. решать обратную задачу синтеза).

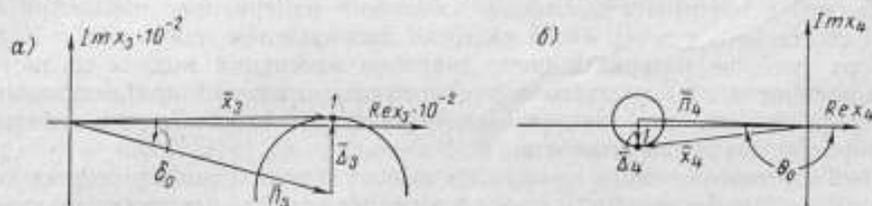


Рис. 13.

Отложим в плоскостях \bar{x}_3, \bar{x}_4 векторы \bar{P}_3 и \bar{P}_4 (рис. 13). Из формул (2) и (2а) видно, что для того, чтобы $|\varphi_y| \leq \frac{\pi}{2}$ и $|\varphi_r| \leq \frac{\pi}{2}$, необходимо, чтобы вектор \bar{x}_3 лежал в квадранте I, а \bar{x}_4 — в квадранте III комплексных плоскостей \bar{x}_3 и \bar{x}_4 , т. е. чтобы

$$\Delta_3 \geq P_3 \sin \delta_0 \geq 1,7 \cdot 10^{-2};$$

$$\Delta_4 \geq P_4 \sin(\pi + \theta_0) \geq 1,8 \cdot 10^{-2}.$$

Положим $\Delta_3 = 2 \cdot 10^{-2}$, $\Delta_4 = 0,2$; $\psi_3 = +\frac{\pi}{2}$, $\psi_4 = -\frac{\pi}{2}$ (точка I рис. 13).

Наибольшее значение модуля удельной чувствительности из выражения (10) будет $S_{\max}^{(1)} \approx 8$.

Из выражений (8а) получим $x_3 = 6,07 \cdot 10^{-2}$, $x_4 = 1,97$; $\delta = 5'$, $\theta = -174^\circ$.

При $\delta Z_1 = 0$ для обеспечения $S_{(Z)}^{(1)} = 8$ при заданных параметрах плеч моста окончательно параметры указателя будут

$$L_y = (1,6 - 1,5\% L_n) \text{ гн}, Q_y \approx 60$$

о генератора

$$C_t = (0,13 - 25\% C_n) \text{ мкф}, \text{tg } \delta_t \approx 0,087.$$

Сравнив полученные результаты (рис. 6 и 12), видим, что для получения относительно высокой чувствительности при ухудшении качества элементов плеч моста следует резко повысить требования к параметрам согласующих элементов указателя и генератора.

Выводы

Предложенная методика синтеза мостов по чувствительности дает возможность:

1. Оценить величину и допустимый разброс параметров (полного входного и выходного сопротивлений) указателя и генератора уравно-

вешенных четырехплечих мостов переменного тока, необходимые для получения заданной чувствительности;

2. Оценить наибольшую чувствительность, которая может быть получена при заданном качестве изготовления элементов плеч моста, указателя и генератора (точности подгонки модуля, потерях).

При соответствующем подборе параметров указателя и генератора можно получить относительно высокую удельную чувствительность (примерно на 1,5 порядка выше обычной) даже при низком качестве элементов плеч моста (см. последний пример).

3. Рациональным выбором допустимых отклонений $\bar{\Delta}_a$, $\bar{\Delta}_g$ параметров указателя и генератора добиться получения относительно высокой чувствительности в некотором диапазоне изменения измеряемого параметра \bar{Z}_1 .

Естественно, что чем выше качество изготовления генератора и индикатора (меньше потери) и шире диапазон изменения модуля согласующих элементов их выходного и входного сопротивлений при неизменных потерях, тем большей относительной чувствительности можно добиться в широком диапазоне измерений.

Все изложенное выше приводит к выводу о необходимости комплектации высокоточных мостов (а также других измерительных, регулирующих установок) набором входных (к генератору) и выходных (к указателю равновесия) согласующих элементов (согласующих трансформаторов, колебательных контуров).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. М.—Л., Стандартгиз, 1966.
2. Карандеев К. Б. Специальные методы электрических измерений. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
3. Грохольский А. Л., Соболевский К. М. Мосты переменного тока с индуктивно связанными элементами. «Автоматриза», 1965, № 1.
4. Гессен Г. В. Исследование мостовых цепей с индуктивно связанными плечами для измерения емкости и угла потерь конденсаторов. Автореферат кандидатской диссертации, ВНИИМ, Ленинград, 1961.
5. Гессен Г. В. О чувствительности некоторых мостовых схем с индуктивно связанными плечами. «Труды институтов Комитета стандартов, мер и измерительных приборов», вып. 67 (127). М.—Л., Стандартгиз, 1962.

Поступила в редакцию
20/XII 1966 г.

ОБ ОДНОЙ ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА УРАВНОВЕШЕННЫХ МОСТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Автором были сформулированы две основные задачи синтеза уравновешенных четырехплечих мостовых установок переменного тока (мост + генератор + индикатор) по заданной (или наибольшей) чувствительности и приведено решение первой задачи синтеза — подбор полных сопротивлений генератора и индикатора при заданных параметрах плеч моста по требуемой чувствительности*. Однако на практике чаще встречается вторая задача — подбор полных сопротивлений плеч моста при заданных параметрах указателя и генератора (полных входном и выходном сопротивлениях).

Решению данной задачи в общем виде и посвящена настоящая статья.

Постановка задачи

Как известно, удельная относительная чувствительность (при э. д. с. $E = 1 \text{ в} = \text{const}$) уравновешенного четырехплечего моста переменного тока (рис. 1) равна [1]:

$$S_{(Z)}^{(1)} = \frac{\bar{x}_1}{[1 + \bar{x}_1 + \bar{x}_4(1 + \bar{x}_2)] \left[1 + \bar{x}_1 + \frac{\bar{x}_1}{\bar{x}_2} \bar{x}_3(1 + \bar{x}_2) \right]} = \frac{\bar{x}_1 \bar{x}_2}{[1 + \bar{x}_1 + \bar{x}_4(1 + \bar{x}_2)] [\bar{x}_2(1 + \bar{x}_1) + \bar{x}_1 \bar{x}_3(1 + \bar{x}_2)]} \quad (1)**$$

Выражение (1) имеет смысл для уравновешенных мостов, т. е. при соблюдении условий

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \quad (2a)$$

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4. \quad (26)$$

Задача синтеза формулируется следующим образом: заданы значения \bar{x}_3, \bar{x}_4 ($\bar{Z}_1, \bar{Z}_3, \bar{Z}_4$), требуется определить параметры \bar{x}_1, \bar{x}_2 (\bar{Z}_2, \bar{Z}_3), удовлетворяющие равенству

$$S_{(Z)}^{(1)} = S_1. \quad (3)$$

Данная задача значительно сложнее первой (подбора параметров указателя и генератора), так как выражение (1) является нелинейной функцией параметров \bar{x}_1, \bar{x}_2 . Кроме того, если при решении первой задачи

* См. стр. 144—145

** Обозначения и граничные условия приведены автором в статье на стр. 144.

синтеза параметры указателя и генератора были взаимно независимы, то в данном случае полные сопротивления плеч моста связаны условиями (2).

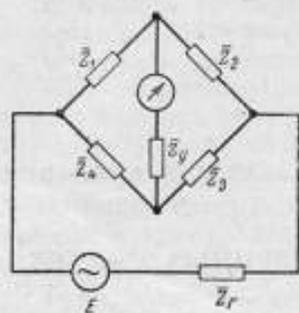


Рис. 1.

Поэтому вторую задачу синтеза в большинстве случаев решают приближенно, методом итераций (постепенных приближений). Часто (для реальных мостовых схем) приходится решать обратную задачу, а именно, определять предельно достижимую чувствительность при заданных параметрах $\bar{Z}_1, \bar{Z}_y, \bar{Z}_r$ и выполнении условий физической реализуемости уравновешенных мостов.

В ряде случаев (при определенных начальных условиях) вообще невозможно подобрать схему моста, обладающую повышенной чувствительностью ($S_{(Z)}^{(1)} \gg 0,25$).

Теоретические соображения

Для упрощения исследования вводим новые переменные

$$\bar{u} = \frac{1 + \bar{x}_1}{1 + \bar{x}_2}; \quad \bar{v} = \frac{\bar{x}_2}{\bar{x}_1} \cdot \frac{1 + \bar{x}_1}{1 + \bar{x}_2}. \quad (4)$$

Решая систему (4) относительно \bar{x}_1, \bar{x}_2 , получим

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{u} - 1}{1 - \bar{v}}; \quad \bar{x}_2 = \frac{\bar{v}}{\bar{u}} \left(\frac{\bar{u} - 1}{1 - \bar{v}} \right) = \frac{\bar{v}}{\bar{u}} \bar{x}_1. \quad (5)$$

Из уравнений (1) и (5) после преобразования получим выражение для удельной чувствительности в виде

$$\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \frac{\bar{u}\bar{v}(\bar{u}-1)(1-\bar{v})}{(\bar{u}-\bar{v})^2(\bar{u}+\bar{x}_4)(\bar{v}+\bar{x}_3)}. \quad (6)$$

Из выражения (6) видно, что полюсы удельной чувствительности ($\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \infty$) можно получить при соблюдении условий:

$$\bar{u} - \bar{v} = 0, \quad (7a)$$

$$\bar{u} + \bar{x}_4 = 0, \quad (7b)$$

$$\bar{v} + \bar{x}_3 = 0. \quad (7в)$$

С л у ч а й 1. $\bar{u} - \bar{v} = 0$.

При этом из выражения (5) получим

$$\bar{x}_1 = \bar{x}_2. \quad (8)$$

Рассмотрим некоторые характерные значения параметров \bar{u}, \bar{v} .

а) $\bar{u} \rightarrow 1; \bar{v} \rightarrow 1$. В данном случае член $(\bar{u} - 1)(1 - \bar{v})$ в числителе выражения (6) является величиной одного порядка с $(\bar{u} - \bar{v})^2$ в знаменателе, и полюс отсутствует.

б) $\bar{u}, \bar{v} \neq 1$. Подставив данное условие в систему (5), получим

$$\bar{x}_1 = -1; \quad \bar{x}_2 = -1. \quad (9)$$

При выполнении условия (9) мостовая схема вырождается в LC-фильтр (рис. 2). В дальнейшем этот случай не рассматривается.

Случай 2. $\bar{u} + \bar{x}_4 = 0$; $\bar{v} + \bar{x}_3 = 0$.

Поскольку в условии задачи заданы значения \bar{x}_3 и \bar{x}_4 , необходимо рассматривать условия (7б и в) совместно.

Прежде всего, исходя из условий реализуемости уравновешенных мостов переменного тока, определим допустимую фазовую область параметров x_1, x_2 и вспомогательных переменных u, v , т. е. область, в которой полюсы $S_{(z)}^{(1)}$ имеют физический смысл. В соответствии с принятыми обозначениями* получим систему неравенств для аргументов x_1, x_2 (β, γ) в зависимости от параметра φ_1 ,

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 - \frac{\pi}{2} < \beta < \varphi_1 + \frac{\pi}{2}, \\ -\frac{\pi}{2} - \varphi_1 < \gamma < \frac{\pi}{2} - \varphi_1. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

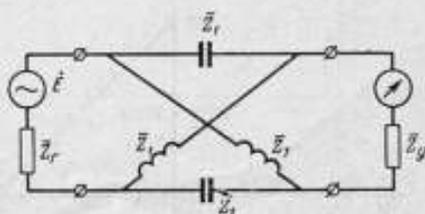


Рис. 2.

Геометрически система (10) с учетом условия (26) представлена фигурой $ABCD$ в координатах $\gamma - \beta$ в зависимости от φ_1 (рис. 3). Каждая точка внутри фигуры соответствует определенным значениям фазы φ_1 . Так, например, значения β, γ в квадранте II (за исключением координат

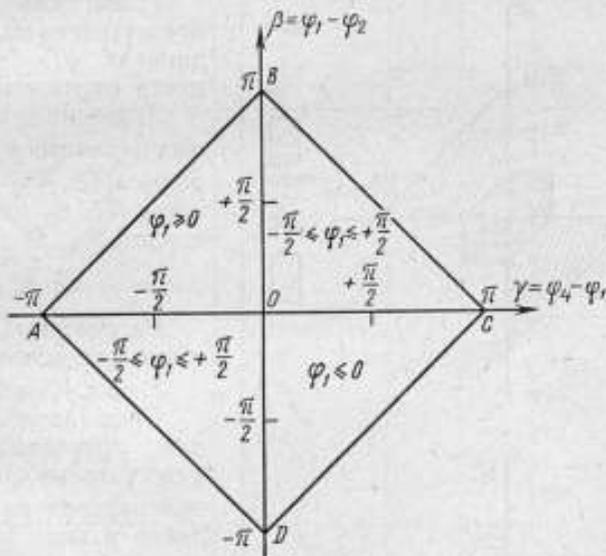


Рис. 3.

ных осей) имеют смысл только при $\varphi_1 \geq 0$, в квадранте IV — при $\varphi_1 < 0$, в квадрантах I и III — при $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi_1 < +\frac{\pi}{2}$.

Из системы (4) получим выражения для аргументов \bar{u}, \bar{v} в виде

$$\begin{aligned} \varphi_u &= \arg(1 + \bar{x}_1) - \arg(1 + \bar{x}_2), \\ \varphi_v &= \gamma - \beta + \varphi_u = \varphi_3 - \varphi_1 + \varphi_u. \end{aligned} \quad (11)$$

В данном случае φ_u, φ_v зависят не только от фаз параметров \bar{x}_1, \bar{x}_2 (β, γ), но и от их модулей (x_1, x_2).

* См. стр. 144.

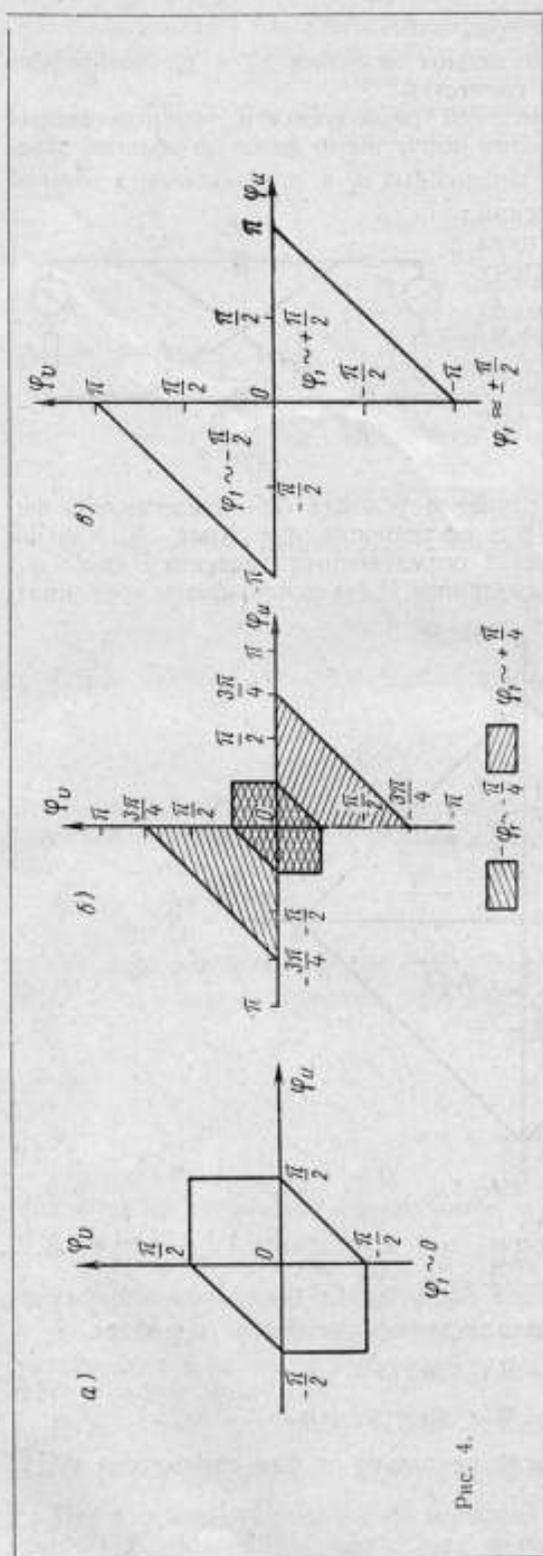


Рис. 4.

В таблице приведены предельные значения φ_u, φ_v в зависимости от величин x_1, x_2 ($\varphi_1 = 0, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, \pm\frac{\pi}{4}$) для «канонических» схем, удовлетворяющих условиям раздельного отсчета и наилучшей сходимости [2]. Поскольку высокая, чувствительность требуется и её достигают, в основном, при измерении объектов с малыми «костаточными» параметрами [1], выбранные значения φ_1 охватывают все практически возможные случаи. Естественно, подобную таблицу можно составить для любого промежуточного значения параметра φ_1 .

Графически система (11) представлена на рис. 4 в координатах $\varphi_u - \varphi_v$ в зависимости от параметра φ_1 .

Значения вспомогательных параметров \bar{u}, \bar{v} в точке полюса ($\bar{S}_{(z)}^{(1)} = \infty$) по условиям (76, в) равны соответственно

$$\bar{u}_n = -\bar{x}_4; \bar{v}_n = -\bar{x}_3. \quad (12)$$

Рассмотрим далее следующие два основных случая.

1. С л у ч а й $x_3 \neq x_4$.

Представим необходимые для получения требуемой чувствительности S_1 отклонения параметров \bar{u}, \bar{v} от полюсов в виде

$$\bar{\Delta}_u = \bar{u} + \bar{x}_4; \bar{\Delta}_v = \bar{v} + \bar{x}_3, \quad (13)$$

где $\bar{\Delta}_u$ и $\bar{\Delta}_v$ — малые высшего порядка по сравнению с x_1, x_2 .

Из системы (13) имеем

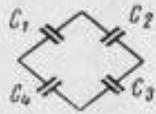
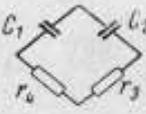
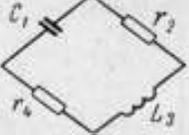
$$\begin{aligned} \bar{u} &= u e^{j\varphi_u} = \bar{\Delta}_u e^{j\varphi_u} - x_4 e^{j\varphi_u}, \\ \bar{v} &= v e^{j\varphi_v} = \bar{\Delta}_v e^{j\varphi_v} - x_3 e^{j\varphi_v}, \end{aligned} \quad (14)$$

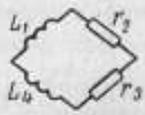
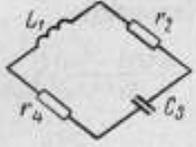
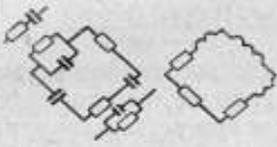
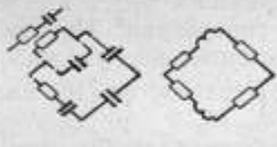
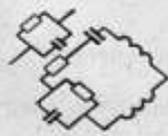
где $0 < \varphi_1, \varphi_2 \leq 2\pi$.

Таблица 1

Предельные значения φ_{21} , φ_{22} для основных „канонических“ схем уравновешенных мостов

φ_1	Схемы мостов	$\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$	$\varepsilon_1 = \frac{Z_1}{Z_2}, \varepsilon_2 = \frac{Z_4}{Z_3}$	φ_{21}	φ_{22}
		0, 0, 0		0	0
		$0, +\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ 1 > 10	~ 0 $-\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$	$\sim +\frac{\pi}{2}$ $+\frac{\pi}{4}$ ~ 0
		$+\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, 0$	$< 0,1$ 1 > 10	~ 0 $-\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$	$\sim +\frac{\pi}{2}$ $+\frac{\pi}{4}$ ~ 0
0		$0, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ 1 > 10	~ 0 $+\frac{\pi}{4}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$	$\sim -\frac{\pi}{2}$ $-\frac{\pi}{4}$ ~ 0
		$-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, 0$	$< 0,1$ 1 > 10	~ 0 $+\frac{\pi}{4}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$	$\sim -\frac{\pi}{2}$ $-\frac{\pi}{4}$ ~ 0
		$-\frac{\pi}{2}, 0, +\frac{\pi}{2}$	$= \varepsilon_2$ $< 0,1$ > 10 > 10 $< 0,1$	0 $\sim -\frac{\pi}{2}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$	0 $\sim -\frac{\pi}{2}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$
		$+\frac{\pi}{2}, 0, -\frac{\pi}{2}$	$= \varepsilon_2$ $< 0,1$ > 10 > 10 $< 0,1$	0 $\sim +\frac{\pi}{2}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$	0 $\sim +\frac{\pi}{2}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$

φ_1	Схемы мостов	$\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$	$x_1 = \frac{Z_1}{Z_2}$	$x_2 = \frac{Z_3}{Z_4}$	$\varphi_{\text{д}}$	$\varphi_{\text{о}}$
$-\frac{\pi}{2}$		$-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$			0	0
		$-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ > 10	~ 0 $\sim -\pi$	$\sim \pi$ ~ 0	
		$+\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ > 10	~ 0 $\sim -\pi$	$\sim \pi$ ~ 0	
		$-\frac{\pi}{2}, 0, 0$	$< 0,1$ 1 > 10	~ 0 $-\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$	$\sim +\frac{\pi}{2}$ $+\frac{\pi}{4}$ ~ 0	
		$0, +\frac{\pi}{2}, 0$	$< 0,1$ $< 0,1$ 1 > 10 > 10	$< 0,1$ > 10 1 $< 0,1$ > 10	~ 0 $\sim -\frac{\pi}{2}$ $\sim -\pi$	$-\pi$ $\sim +\frac{\pi}{2}$ ~ 0
$+\frac{\pi}{2}$		$+\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}$			0	0
		$+\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ > 10	~ 0 $\sim +\pi$	$\sim -\pi$ ~ 0	

φ_1	Схемы мостов	$\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$	$x_1 = \frac{Z_1}{Z_3}, x_2 = \frac{Z_2}{Z_4}$	φ_M	φ_D	
$+\frac{\pi}{2}$		$-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ > 10		~ 0 $\sim +\pi$	$\sim -\pi$ ~ 0
		$0, 0, +\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ 1 > 10		~ 0 $+\frac{\pi}{4}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$	$\sim -\frac{\pi}{2}$ $-\frac{\pi}{4}$ ~ 0
		$0, -\frac{\pi}{2}, 0$	$< 0,1$ $< 0,1$ 1 > 10 > 10	$< 0,1$ > 10 1 $< 0,1$ > 10	~ 0 $\sim +\frac{\pi}{2}$ $\sim +\pi$	$\sim -\pi$ $\sim -\frac{\pi}{2}$ ~ 0
$\pm\frac{\pi}{4}$		$0, -\frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{4}, 0$	$= x_2$ $< 0,1$ > 10	> 10 $< 0,1$	~ 0 $\sim +\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{4}$	~ 0 $\sim +\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{4}$
		$-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}, 0, 0, +\frac{\pi}{4}$	$< 0,1$ 1 > 10		~ 0 $+\frac{\pi}{8}$ $\sim +\frac{\pi}{4}$	$\sim -\frac{\pi}{4}$ $-\frac{\pi}{8}$ ~ 0
		$+\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}$	$< 0,1$ 1 $\sqrt{2}$ > 10		~ 0 $\sim -\frac{\pi}{4}$ $\sim -\frac{\pi}{2}$ $\sim -\frac{3}{4}\pi$	$\sim +\frac{3}{4}\pi$ $\sim +\frac{\pi}{2}$ $\sim +\frac{\pi}{4}$ ~ 0
		$+\frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$	$< 0,1$ 1 $\sqrt{2}$ > 10		~ 0 $\sim +\frac{\pi}{4}$ $\sim +\frac{\pi}{2}$ $\sim +\frac{3}{4}\pi$	$\sim -\frac{3}{4}\pi$ $\sim -\frac{\pi}{2}$ $\sim -\frac{\pi}{4}$ ~ 0

Фазы поправок ψ_1 и ψ_2 для рассматриваемого случая не зависят от их модулей.

Аналитические выражения для модуля и фазы \bar{u} , \bar{v} получим в виде

$$\left. \begin{aligned} u &= \sqrt{x_4^2 + \Delta_u^2 - 2x_4 \Delta_u \cos(\theta - \psi_1)}; \\ v &= \sqrt{x_3^2 + \Delta_v^2 - 2x_3 \Delta_v \cos(\delta - \psi_2)}; \\ \operatorname{tg} \varphi_u &= \frac{\Delta_u \sin \psi_1 - x_4 \sin \theta}{\Delta_u \cos \psi_1 - x_4 \cos \theta}; \\ \operatorname{tg} \varphi_v &= \frac{\Delta_v \sin \psi_2 - x_3 \sin \delta}{\Delta_v \cos \psi_2 - x_3 \cos \delta}. \end{aligned} \right\} (14a)$$

Подставив выражения (13) и (14) в (6) с учетом операций над модулями комплексных чисел и пренебрегая в числителе полученного выражения величинами Δ_u , Δ_v по сравнению с x_4 , x_3 , получим для модуля удельной чувствительности

$$S_{(Z)}^{(1)} \leq \frac{x_3 x_4 (1 + x_4) (1 + x_3)}{(x_3 - x_4)^2 \Delta_u \Delta_v} \quad (15)$$

или

$$\Delta_u \Delta_v \leq \frac{k}{S_1}, \quad (16)$$

$$\text{где } k = \frac{x_3 x_4 (1 + x_4) (1 + x_3)}{(x_3 - x_4)^2};$$

S_1 — заданное значение удельной чувствительности.

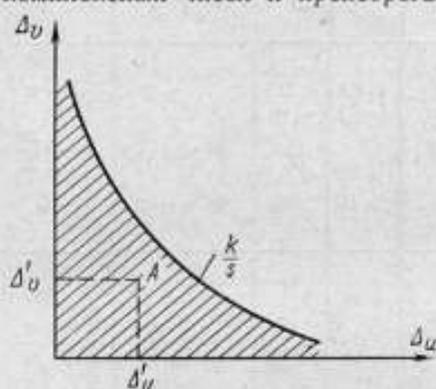


Рис. 5.

В случае равенства выражение (16) представляет собой равнобочную гиперболу в координатах Δ_u — Δ_v , асимптоты которой совпадают с осями координат (рис. 5). Неравенство (16) геометрически будет изображено заштрихованной областью под равнобочной гиперболой. Практически, чем меньше выбранные Δ_u , Δ_v , тем большую чувствительность можно получить при заданных x_3 , x_4 [см. формулу (15)]. Неравенство (16) является основным для определения модулей поправок Δ_u , Δ_v .

Фазы поправок ψ_1 , ψ_2 выбирают таким образом, чтобы суммарные векторы \bar{u} , \bar{v} лежали в допустимой фазовой области (рис. 4) при заданных x_3 , x_4 , ψ_1 .

Последовательность решения задачи синтеза

При решении данной задачи синтеза могут возникнуть следующие два случая.

а) При заданных x_3 и x_4 фазы полюсов \bar{v}_n , \bar{u}_v ($\delta \pm \pi$, $\theta \pm \pi$) лежат в допустимой фазовой области (рис. 4). В данном случае значения Δ_u и Δ_v выбираем из условия (16) таким образом, чтобы $\Delta_u \ll x_4$, $\Delta_v \ll x_3$. При этом любая точка внутри заштрихованной области рис. 5 (например, точка A с координатами Δ_u и Δ_v) соответствует, согласно системе (14), паре окружностей в комплексных плоскостях \bar{u} , \bar{v} с центрами в точках $-x_4$, $-x_3$ и радиусами, равными соответственно Δ_u и Δ_v (рис. 6). Задаваясь значениями углов ψ_1 , ψ_2 таким образом, чтобы суммарные векторы \bar{u} и \bar{v} лежали в допустимой фазовой области, определяем из системы (14a) зна-

чения $u, v, \varphi_u, \varphi_v$, а из системы (5) получим параметры \bar{x}_1, \bar{x}_2 , соответствующие требуемой чувствительности. Этот случай соответствует прямой задаче синтеза.

б) Фазы полюсов \bar{u}_n, \bar{v}_n не лежат в допустимой фазовой области. В данном случае неравенство (16) не используют, а подбирают такие поправки $\bar{\Delta}_u, \bar{\Delta}_v$ ($\Delta_u, \Delta_v, \psi_1, \psi_2$), чтобы векторы \bar{u}, \bar{v} лежали в допустимой фазовой области, соответствующей заданному параметру φ_1 (если это возможно).

Предельное значение чувствительности определяют из уравнения (15). Из уравнений (14а) или рис. 6 определяют значения \bar{u}, \bar{v} , а из системы (5) — значения параметров \bar{x}_1, \bar{x}_2 , удовлетворяющие условиям физической реализуемости при заданных \bar{x}_3, \bar{x}_4 . По формулам, приведенным в монографии [1], находим точное значение модуля удельной чувствительности. Этот случай соответствует обратной задаче синтеза.

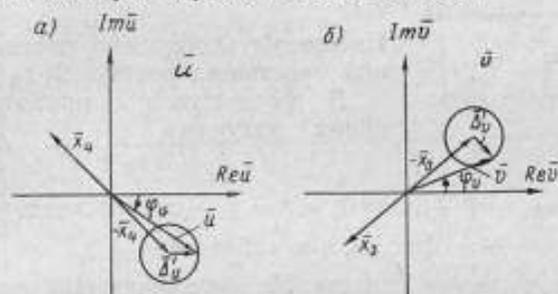


Рис. 6.

В ряде случаев при заданных начальных условиях (\bar{x}_3, \bar{x}_4) вообще нельзя подобрать схему для обеспечения удельной чувствительности, значительно превышающей среднее значение ($S_{(Z)}^{(1)} \gg 0,25$).

2. С л у ч а й $\bar{x}_3 = \bar{x}_4$.

Из выражений (6) и (13) получим удельную чувствительность для данного случая в виде

$$\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = -\frac{\bar{x}_3^2 (1 + \bar{x}_3)^2}{\bar{\Delta}_u \bar{\Delta}_v (\bar{\Delta}_u - \bar{\Delta}_v)^2} \quad (17)$$

или

$$\bar{\Delta}_u \bar{\Delta}_v (\bar{\Delta}_u - \bar{\Delta}_v)^2 = \frac{\bar{k}_1}{S_{(Z)}^{(1)}}, \quad (18)$$

где

$$\bar{k}_1 = -\bar{x}_3^2 (1 + \bar{x}_3)^2.$$

Из формулы (18) получим уравнение связи для модулей и фаз поправок $\bar{\Delta}_u, \bar{\Delta}_v$ в виде

$$\Delta_u \Delta_v [\Delta_u^2 + \Delta_v^2 - 2\Delta_u \Delta_v \cos(\psi_1 - \psi_2)] = \frac{k_1}{S_{(Z)}^{(1)}}. \quad (19)$$

В отличие от предыдущего в данном случае модули и фазы поправок $\bar{\Delta}_u, \bar{\Delta}_v$ взаимосвязаны. Выражение (19) представляет собой уравнение с четырьмя неизвестными: $\Delta_u, \Delta_v, \psi_1, \psi_2$. Задаваясь любыми тремя из них и находя четвертое неизвестное, можно из выражений (14а) и (5) определить параметры \bar{x}_1 и \bar{x}_2 , необходимые для получения заданной чувствительности.

Приведенные выше соображения относительно прямой и обратной задачи синтеза справедливы и для данного случая.

Числовые примеры

В качестве первого примера рассмотрим схему, состоящую из идеальных элементов, обладающих только «главными» параметрами [1].

Пример 1. Требуется измерить емкость конденсатора с параметрами

$$Z_1 \approx 10^5 \text{ ом}; \quad \varphi_1 \approx -\frac{\pi}{2} \quad (\text{tg } \delta_1 \rightarrow 0).$$

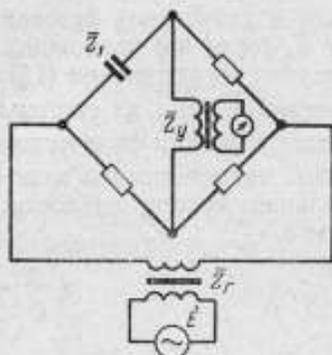


Рис. 7.

В качестве согласующих элементов указателя и генератора используем согласующие трансформаторы с параметрами (рис. 7)

$$Z_y = 10^4 \text{ ом}, \quad \varphi_y = +\frac{\pi}{2}$$

$$\text{и } Z_r = 10^3 \text{ ом}, \quad \varphi_r = +\frac{\pi}{2}.$$

Измерения необходимо произвести с удельной чувствительностью $S_1 \geq 10$.

В соответствии с принятыми обозначениями* получим

$$\bar{x}_3 = 0,1e^{j\pi}; \quad \bar{x}_4 = 10e^{j\pi}.$$

Фазы полюсов $\varphi_{\text{оп}} = \theta - \pi = 0$; $\varphi_{\text{оп}} = \delta - \pi = 0$ лежат в допустимой области при $\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$ (рис. 4, а и таблица).

Решаем прямую задачу синтеза. Из выражения (16) находим $\Delta_u \Delta_v \leq 0,015$. Строим гиперболу в координатах $\Delta_u - \Delta_v$ с полуосью $a \approx 0,12$ (рис. 8).

Положим $\Delta_u = 1,0$; $\Delta_v = 10^{-2}$ (точка А рис. 8). В плоскостях \bar{u} , \bar{v} (рис. 9) откладываем векторы $-\bar{x}_4$, $-\bar{x}_3$ и строим окружности с радиусами $\Delta_u = 1,0$ и $\Delta_v = 10^{-2}$. Из построения видно, что для того чтобы фазы \bar{u} , \bar{v} (φ_u , φ_v) лежали в допустимой области при $\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$ ($\varphi_u = 0$, $\varphi_v = 0$, см. таблицу), необходимо задаться значениями $\psi_1 = 0$, π ; $\psi_2 = 0$, π . Рассмотрим два частных случая.

С л у ч а й 1. $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = 0$ (точка I рис. 9).

При этом:

$$\bar{u} = \bar{\Delta}_u - \bar{x}_4 = 11, \quad \varphi_u = 0;$$

$$\bar{v} = \bar{\Delta}_v - \bar{x}_3 = 0,11, \quad \varphi_v = 0.$$

Из системы (5) находим

$$x_1 \approx 11,3; \quad x_2 \approx 0,11; \quad \beta = 0; \quad \gamma = 0.$$

Значения $\beta = \gamma = 0$ удовлетворяют условиям физической реализуемости уравновешенных мостов при $\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$ (точка О рис. 3).

Фазы элементов плеч моста равны:

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \beta = -\frac{\pi}{2}; \quad \varphi_3 = \varphi_2 + \gamma = -\frac{\pi}{2};$$

$$\varphi_4 = \varphi_1 + \varphi_3 - \varphi_2 = -\frac{\pi}{2}.$$

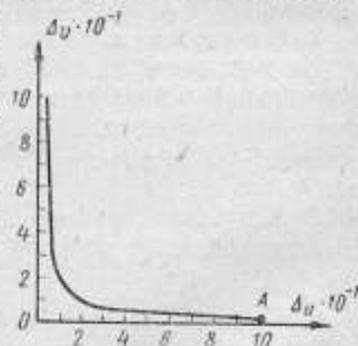


Рис. 8.

См. стр. 144

Тогда из выражения (1) удельная чувствительность равна $S_{(Z)}^{(1)} = 10,5$.
 Случай 2. $\psi_1 = \pi$; $\psi_2 = \pi$ (точка 2 рис. 9).
 При этом

$$u = 9; v = 0,09; \varphi_u = 0; \varphi_v = 0.$$

Из системы (5) находим

$$x_1 \approx 9; x_2 \approx 0,09; \beta = 0; \gamma = 0.$$

Для данного случая фазы элементов плеч равны $\varphi_2 = \varphi_3 = \varphi_4 = -\frac{\pi}{2}$
 и из выражения (1) удельная чувствительность $S_{(Z)}^{(1)} \approx 10,8$.

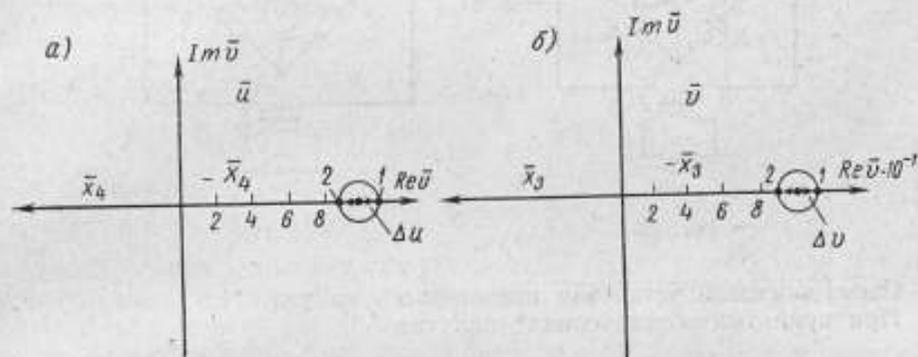


Рис. 9.

Определим параметры \bar{x}_1 и \bar{x}_2 в точке полюса ($\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \infty$).
 Из систем (12) и (5) получим:

$$\bar{x}_{1n} = \frac{-\bar{x}_4 - 1}{1 + \bar{x}_4} = 10e^{j0}; \quad \bar{x}_{2n} = \frac{-\bar{x}_3}{-\bar{x}_4} \bar{x}_1 = 0,1e^{j0};$$

$$\beta_n = 0; \quad \gamma_n = 0.$$

В этом случае из выражения (1) находим $\bar{S}_{(Z)}^{(1)} = \infty$.
 Определим относительные отклонения параметров x_1 и x_2 (δx_1 , δx_2) от полюса, допустимые для получения заданной чувствительности $S_1 = 10$.

Для случая 1 получили

$$\delta x_1 = \frac{x_1 - x_{1n}}{x_{1n}} 100 \approx 13\%; \quad \delta x_2 = \frac{x_2 - x_{2n}}{x_{2n}} 100 \approx 10\%$$

и для случая 2

$$\delta x_1 \approx -10\%; \quad \delta x_2 \approx -10\%.$$

Полагая одинаковыми отклонения от номиналов по модулю для всех плеч моста ($\delta Z_1 \approx \delta Z_2 \approx \delta Z_3 \approx \delta Z_4$), видим, что при очень малых потерях ($\text{tg } \delta_1 \sim \text{tg } \delta_2 \sim \text{tg } \delta_3 \sim \text{tg } \delta_4 \rightarrow 0$) эти отклонения для обеспечения удельной чувствительности $S_{(Z)}^{(1)} \geq 10$ не должны превышать 5%. Окончательно параметры плеч моста равны (рис. 10):

$$Z_2 = \frac{Z_1}{x_1} = (10^4 \pm 5\%) \text{ ом} \quad (\text{tg } \delta_2 \rightarrow 0);$$

$$Z_3 = Z_2 x_2 = (10^3 \pm 5\%) \text{ ом} \quad (\text{tg } \delta_3 \rightarrow 0);$$

$$Z_4 = (10^4 \pm 5\%) \text{ ом} \quad (\text{tg } \delta_4 \rightarrow 0).$$

Пример 2. Требуется измерить катушку индуктивности с параметрами $Z_1 \approx 10^3 \text{ ом}$; $\varphi_1 \approx 80^\circ$ ($Q \approx 5,5$).

В качестве указателя используем электронную схему с емкостным входом $Z_y \approx 10^4 \text{ ом}$; $\varphi_y \approx -\frac{\pi}{2}$.

Генератор подключаем через согласующий трансформатор с параметрами $Z_r = 10^3 \text{ ом}$; $\varphi_r \approx 70^\circ$ ($Q_r \approx 2,7$).

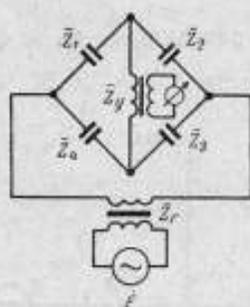


Рис. 10.

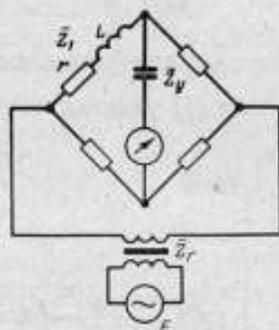


Рис. 11.

Схема мостовой установки представлена на рис. 11. При принятых обозначениях* получим

$$\bar{x}_3 = 0,1; \quad \delta = -10^\circ; \quad x_4 = 10; \quad \theta = 170^\circ.$$

Фазы полюсов \bar{u}_n , \bar{v}_n равны

$$\varphi_{un} = \theta - \pi = -10^\circ; \quad \varphi_{vn} = \delta + \pi = 170^\circ.$$

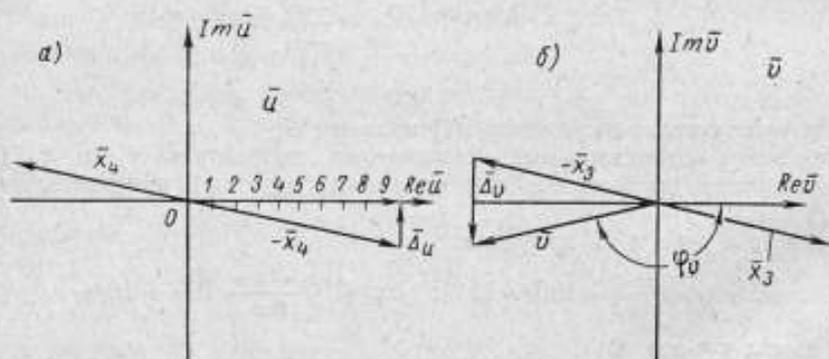


Рис. 12.

Точка с координатами $(-10^\circ, +170^\circ)$ лежит в квадранте II плоскости $\varphi_u - \varphi_v$. (рис. 4, в), что справедливо при $\varphi_1 \sim -\frac{\pi}{2}$. Следовательно, в данном случае мы вынуждены решать обратную задачу синтеза.

Строим в плоскостях \bar{u} и \bar{v} векторы $-\bar{x}_4$ и $-\bar{x}_3$ (рис. 12). Из рис. 4, в и таблицы видно, что при $\varphi_1 \approx +\frac{\pi}{2}$ фаза $\varphi_u < \pi$, т. е. вектор \bar{u} должен

См. стр. 144

лежать в квадрантах I или II комплексной плоскости \bar{u} , а фаза $\varphi_v < 0$, т. е. вектор \bar{v} должен лежать в квадрантах III или IV плоскости \bar{v} . Для соблюдения этих условий необходимо, чтобы

$$\Delta_u \geq x_4 \sin 10^\circ; \quad \Delta_v \geq x_3 \sin 10^\circ \quad (\text{рис. 12}).$$

Положим

$$\Delta_u = x_4 \sin 10^\circ \approx 1,7, \quad \psi_1 = +\frac{\pi}{2};$$

$$\Delta_v = 2x_3 \sin 10^\circ \approx 0,034, \quad \psi_2 = -\frac{\pi}{2}.$$

Из выражения (15) имеем $S_{(Z)}^{(1)} < 2,1$, из рис. 12

$$u = \sqrt{x_4^2 - \Delta_u^2} \approx 9,8; \quad v = x_3 = 0,1;$$

$$\varphi_u = 0; \quad \varphi_v = -170^\circ;$$

а из системы (5)

$$x_1 \approx 8; \quad \beta = 0; \quad x_2 \approx 0,08; \quad \gamma = -170^\circ.$$

Точка с координатами $(-170^\circ, 0)$ удовлетворяет условию $\varphi_1 \geq 0$ (рис. 3). Фазы элементов плеч равны

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \beta = 80^\circ; \quad \varphi_4 = \varphi_1 + \gamma = -90^\circ;$$

$$\varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4 - \varphi_1 = -90^\circ.$$

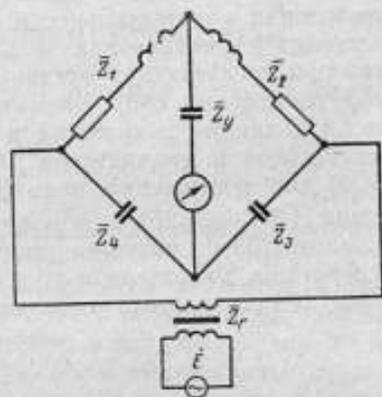


Рис. 13.

По формулам работы [1] определяем модуль удельной чувствительности:

$$S_{(Z)}^{(1)} \approx 1,0.$$

Окончательно параметры схемы будут (рис. 13):

$$Z_2 = 1,25 \cdot 10^4 \text{ ом}, \quad \varphi_2 = 80^\circ (Q \approx 5,5);$$

$$Z_4 = 8 \cdot 10^3 \text{ ом}, \quad \varphi_4 \approx -\frac{\pi}{2} (\text{tg } \delta_4 \rightarrow 0);$$

$$Z_3 = 10^3 \text{ ом}, \quad \varphi_3 \approx -\frac{\pi}{2} (\text{tg } \delta_3 \rightarrow 0).$$

Из второго примера видно, что при ухудшении качества изготовления элементов (увеличении потерь) предельно достижимая чувствительность моста резко уменьшается.

Заключение

1. Предложенная методика синтеза уравновешенных мостов по чувствительности:

а) дает необходимые и достаточные условия для решения второй задачи синтеза уравновешенных мостов переменного тока, т. е. для подбора схемы моста при заданных параметрах измеряемого элемента, генератора и указателя;

б) дает возможность при решении прямой задачи синтеза оценить величину и допустимый разброс параметров (полных сопротивлений) плеч моста для получения заданной чувствительности;

в) при решении обратной задачи синтеза — оценить предельно достижимую чувствительность мостовой установки при заданных начальных условиях.

2. Результаты, полученные как в первой*, так и в настоящей статьях позволяют производить синтез уравновешенных мостовых установок (мост + генератор + индикатор) по заданной чувствительности в общем случае ($E_r = \text{const}$) с учетом резонансных явлений.

Из этих результатов видно, что

а) первая задача синтеза уравновешенных мостов по чувствительности (подбор параметров указателя и генератора) решается проще и дает значительно больший эффект, чем вторая задача (подбор параметров плеч моста). Поэтому наиболее актуальной задачей для дальнейшего повышения чувствительности измерительных устройств является комплектовка существующих и разрабатываемых измерительных установок набором согласующих элементов (трансформаторов, контуров, переменных реактивных сопротивлений) [2] к генератору и указателю равновесия, а так же разработка и изготовление специальных измерительных генераторов и индикаторов*;

б) для достижения высокой чувствительности измерительных установок ($S_{(z)}^{(1)} \gg 0,25$) необходимо изготовлять все элементы последних (конденсаторы, катушки индуктивности, резисторы, трансформаторы, генераторы, указатели и т. д.) с минимальными «остаточными» параметрами (минимальными потерями, максимальной добротностью).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. М., Издательство стандартов, 1966.
2. Нестеренко А. Д. Основы расчета электронизмерительных схем уравновешивания. Киев, Изд. АН УССР, 1960.

Поступила в редакцию
20/XII 1966 г.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОЕ СРАВНИВАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО

К числу важнейших требований, предъявляемых при проектировании к сравнивающим устройствам, относятся:

- 1) высокая чувствительность;
- 2) большое входное сопротивление;
- 3) высокое быстродействие;
- 4) отсутствие обратных воздействий на источники сравниваемых напряжений.

В большинстве полупроводниковых сравнивающих устройств в качестве чувствительного элемента используют полупроводниковые диоды и транзисторы. Представляется перспективным использовать для этой цели туннельные диоды, характеризующиеся большой скоростью переключения и стабильностью параметров. Однако тот факт, что туннельный диод представляет собой двухполюсник, обладающий малым собственным сопротивлением, является серьезным препятствием к использованию его в качестве сравнивающего элемента. Но включение туннельного диода в выходную цепь усилительного каскада позволяет создать сравнивающее устройство, в значительной мере удовлетворяющее указанным выше требованиям.

Принцип работы и чувствительность сравнивающего устройства

При использовании туннельного диода в качестве сравнивающего элемента наиболее приемлемым является двухстабильный режим работы. Известно, что этот режим будет обеспечен, если выполнено условие

$$R > |-r_d|, \quad (1)$$

где R — сопротивление нагрузки,

$|-r_d|$ — модуль отрицательного сопротивления туннельного диода.

Очевидно, что для индикации момента равенства сравниваемых напряжений можно использовать как переход туннельного диода из низковольтного состояния в высоковольтное, так и возврат в низковольтное состояние.

В первом случае стабильность сравнивающего устройства будет выше, так как пиковый ток туннельного диода I_1 значительно стабильнее тока впадины I_2 .

На рис. 1 изображена схема сравнивающего устройства, содержащего усилитель и туннельный диод ТД, включенный последовательно с нагрузочным сопротивлением усилителя. Ко входу усилителя приложено напряжение, равное разности сравниваемых напряжений

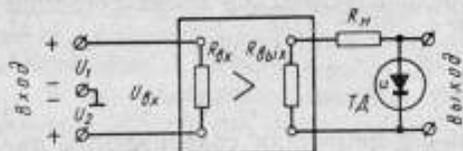
$$U_{вк} = U_{вк1} - U_{вк2}$$

Если режим усилителя таков, что при отсутствии входного напряжения ($U_{вх} = 0$) в цепи нагрузки усилителя протекает ток, равный пиковому току туннельного диода, то момент равенства сравниваемых напряжений будет соответствовать моменту перехода туннельного диода в высоковольтное состояние и появлению на выходе сравнивающего устройства положительного перепада напряжения.

Вследствие дрейфа параметров усилителя и туннельного диода ток, протекающий через последний, будет отличаться от пикового на

$$\Delta I = \frac{U_{д. вых}}{R_n} + \Delta I_1, \quad (2)$$

где $U_{д. вых}$ — дрейф выходного напряжения усилителя;
 ΔI_1 — дрейф пикового тока туннельного диода.



Ввиду этого переключение туннельного диода произойдет не в момент равенства сравниваемых напряжений, а при некотором напряжении на выходе усилителя, определяющем порог чувствительности сравнивающего устройства U_n и равном

Рис. 1. Функциональная схема сравнивающего устройства.

$$U_n = \frac{\Delta I R_n}{k_u}, \quad (3)$$

где k_u — коэффициент усиления усилителя по напряжению;
 R_n — сопротивление нагрузки.

С учетом равенства (2) выражение (3) можно записать в виде

$$U_n = \frac{U_{д. вых} + \Delta I_1 R_n}{k_u}. \quad (4)$$

Так как

$$\frac{U_{д. вых}}{k_u} = U_{д. вх}, \quad \text{а} \quad k_u = \frac{k_{иХХ} R_n}{R_n + R_{вых}},$$

выражение (4) примет вид

$$U_n = U_{д. вх} + \frac{\Delta I_1 (R_n + R_{вых})}{k_{иХХ}}. \quad (5)$$

Здесь $U_{д. вх}$ — дрейф выходного напряжения усилителя, приведенный ко входу;

$k_{иХХ}$ — коэффициент усиления на холостом ходе;

$R_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя.

Выражение (5) можно использовать для определения основных требований, предъявляемых к параметрам усилительного каскада и туннельного диода.

Требования, предъявляемые к усилителю постоянного тока сравнивающего устройства

Согласно выражению (5) для обеспечения малого порога чувствительности УПТ должен иметь:

- 1) небольшой приведенный дрейф $U_{д. вх}$;
- 2) большой коэффициент усиления $k_{иХХ}$;
- 3) широкую полосу пропускания, необходимую для обеспечения достаточного быстродействия сравнивающего устройства.

К настоящему времени известно достаточно много типов УПТ, обеспечивающих малый дрейф напряжения. Основными из них являются следующие:

1) УПТ с преобразованием постоянного входного напряжения в переменное. Иногда для расширения полосы пропускания УПТ такого типа делают двухканальными (с отдельным усилением по постоянному и переменному току);

2) УПТ с периодической коррекцией дрейфа нуля;

3) балансные УПТ.

Из всех перечисленных типов УПТ последний более всего пригоден для использования в описываемом сравнивающем устройстве, так как он наиболее прост и вместе с тем имеет достаточно широкую полосу пропускания.

Балансные УПТ хорошо исследованы и описаны в литературе [1, 2], остановимся только на некоторых особенностях их использования в сравнивающем устройстве:

1) при $U_{вх1} \neq U_{вх2}$ входное напряжение усилителя может быть достаточно велико, вследствие чего режимы транзисторов балансной пары будут резко различны. Для того чтобы указанное различие режимов не приводило к температурному дрейфу и, как следствие этого, к погрешности сравнения, необходимо, чтобы первые каскады УПТ проектировались с большой недогрузкой по мощности;

2) как отмечалось выше, при равенстве сравниваемых напряжений ($U_{вх} = 0$) в выходной цепи усилителя должен протекать ток, равный пиковому току туннельного диода. Таким образом усилитель должен быть разбалансирован;

3) для того чтобы возможные изменения выходного сопротивления усилителя не приводили к дополнительному дрейфу порога чувствительности сравнивающего устройства, выходное сопротивление усилителя согласно уравнению (5) должно удовлетворять неравенству $R_{вых} \ll R_n$;

4) при проектировании УПТ сравнивающего устройства следует обратить внимание на уменьшение временного дрейфа, так как температурный дрейф, как будет показано ниже, может быть в значительной степени скомпенсирован.

Основные требования, предъявляемые к туннельному диоду, и выбор его типа и параметров

Как следует из выражения (5), порог чувствительности сравнивающего устройства тем меньше, чем меньше напряжение

$$\Delta U = \Delta I_1 (R_n + R_{вых}), \quad (6)$$

вызванное дрейфом пикового тока туннельного диода.

Учитывая, что сопротивление $R_n + R_{вых}$ является нагрузкой туннельного диода, неравенство (1) можем записать в виде

$$\mu = \frac{R_n + R_{вых}}{|-r_d|} > 1. \quad (7)$$

Так как

$$|-r_d| = \frac{\eta}{\eta - 1} \cdot \frac{U_2 - U_1}{I_1},$$

после преобразований получим

$$\Delta U = \mu \delta_{I_1} \frac{\eta}{\eta - 1} (U_2 - U_1). \quad (8)$$

Здесь U_1 , U_2 — напряжения пика и впадины вольт-амперной характеристики туннельного диода;

$$\eta = \frac{I_1}{I_3} \text{ — безразмерный параметр туннельного диода;}$$

δ_{I_1} — относительное изменение пикового тока.

Как следует из выражения (8), напряжение ΔU определяется прежде всего относительным изменением пикового тока, основными составляющими которого являются: 1) температурная нестабильность $\delta_{I_1}^*$, и 2) временная нестабильность $\delta_{I_1}^{\circ}$.

Температурная нестабильность пикового тока германиевых туннельных диодов зависит от концентрации примесей и может характеризоваться как положительным, так и отрицательным температурными коэффициентами [3, 4]. Результаты экспериментальных исследований отечественных германиевых туннельных диодов показали, что в диапазоне температур от -60 до $+70^\circ \text{C}$ относительная нестабильность пикового тока большинства диодов не превышает $\pm 10\%$ от номинального значения, измеренного при $+20^\circ \text{C}$. В более узком температурном диапазоне, от 0 до 40°C , изменения пикового тока остаются в пределах $\pm 2,5\%$, а для некоторых групп туннельных диодов не превышают $\pm 0,5\%$.

Температурная нестабильность пикового тока арсенидо-галлиевых диодов значительно меньше. Согласно работе [5] пиковый ток диодов этого типа имеет максимум при температуре, близкой к номинальной, а изменение температуры от -60 до $+70^\circ \text{C}$ приводит к уменьшению пикового тока не более, чем на $(1-2)\%$ от максимального значения.

Временная стабильность пикового тока как германиевых, так и арсенидо-галлиевых диодов довольно высока. Так, например, по данным работы [3] изменение пикового тока германиевых туннельных диодов после 5000 ч непрерывной работы не превышало $1,5\%$, что позволяет рассчитывать на очень высокую кратковременную стабильность пикового тока. Действительно, при исследовании 15 образцов германиевых туннельных диодов ИИ302Б, ИИ302В (по 5 каждого типа) после трех суток непрерывной работы изменения пикового тока при точности измерения $0,5\%$ не было отмечено.

Как указывается в работах [3 и 5], при работе арсенидо-галлиевых туннельных диодов на диффузионной ветви вольт-амперной характеристики может возникнуть явление деградации, заключающееся в сильном, достигающем нескольких десятков процентов изменении пикового тока. Явление деградации полностью устраняется, если ток туннельного диода не превышает некоторой определенной для каждого типа диодов величины [5].

Согласно выражению (8) напряжение ΔU зависит не только от изменения пикового тока, но и от величины напряжения

$$\frac{\eta}{\eta - 1} (U_2 - U_1).$$

Это произведение для германиевых туннельных диодов приблизительно вдвое меньше, чем для арсенидо-галлиевых.

Резюмируя сказанное выше, можно сделать следующие выводы:

1) при использовании германиевых туннельных диодов без предварительного отбора температурная составляющая напряжения ΔU , равная

$$\Delta U' = \mu \delta I_1 \frac{\eta}{\eta - 1} (U_2 - U_1),$$

в общем случае больше, а временная составляющая

$$\Delta U'' = \mu \delta I_1^* \frac{\eta}{\eta - 1} (U_2 - U_1),$$

меньше, чем при использовании арсенидо-галлиевых туннельных диодов;

2) температурная зависимость пикового тока большинства германиевых туннельных диодов имеет монотонный характер в широком диапазоне температур;

3) при использовании арсенидо-галлиевых туннельных диодов должны быть приняты меры, исключающие возникновение деградации.

Температурная зависимость пикового тока туннельного диода может быть использована для компенсации температурного дрейфа выходного напряжения усилителя.

В соответствии с выражением (8) для компенсации температурного дрейфа в какой-либо точке температурного диапазона необходимо выполнение равенства

$$U_{д. вых}' = \Delta I_1' (R_{вн} + R_{вых}), \quad (9)$$

где $U_{д. вых}'$ — температурная составляющая дрейфа выходного напряжения усилителя на холостом ходе.

Равенство (9) может быть достаточно точно выполнено путем соответствующего выбора величины сопротивления $R_{вн}$.

Очевидно, что для компенсации дрейфа в широком температурном диапазоне необходимо, чтобы характер температурной зависимости $U_{д. вых}'$ и $\Delta I_1'$ был приблизительно одинаков.

Монотонный характер зависимости $\Delta I_1' = f(t^\circ \text{C})$ германиевых туннельных диодов делает их более пригодными для компенсации в широком температурном диапазоне, включающем как положительные, так и отрицательные температуры.

Таким образом, порог чувствительности сравнивающего устройства при номинальной температуре, определяемый временным дрейфом напряжения усилителя и пикового тока туннельного диода, согласно выражению (5) можно найти по формуле

$$U_{п}'' = U_{д. вх}'' + \frac{\Delta I_1'' (R_{вн} + R_{вых})}{k_{вхх}}, \quad (10)$$

а температурный дрейф порога чувствительности будет

$$U_{п}' = U_{д. вх}' - \frac{\Delta I_1' (R_{вн} + R_{вых})}{k_{вхх}}, \quad (11)$$

где $U_{д. вх}'$, $U_{д. вх}''$ — температурная и временная составляющие приведенного ко входу дрейфа напряжения УПТ;

$\Delta I_1'$, $\Delta I_1''$ — температурная и временная составляющие дрейфа пикового тока туннельного диода.

УПТ сравнивающего устройства, изображенного на рис. 2, содержит четыре балансных каскада, первые два из которых служат для усиления напряжения и представляют собой упрощенный вариант УПТ, описанного в статье [2]. Для выравнивания температурных режимов транзисторы каждого балансного каскада расположены на общем радиаторе, изолированном от окружающей среды слоем материала с малой теплопроводностью.

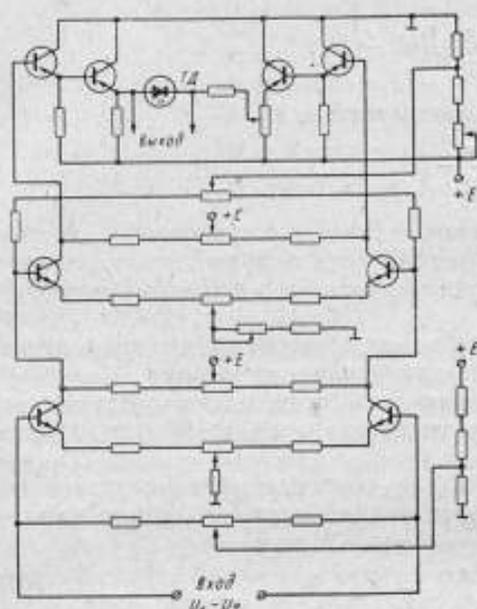


Рис. 2. Принципиальная схема сравнивающего устройства.

Третий и четвертый каскады собраны по схеме эмиттерных повторителей. Нагрузкой одного из плеч выходного эмиттерного повторителя служит потенциометр, обеспечивающий в режиме баланса ток нагрузки, равный пиковому току туннельного диода. При такой схеме выходного каскада коэффициент усиления усилителя несколько уменьшается, но одновременно исключается возможность различия режимов транзисторов выходного эмиттерного повторителя.

С целью уменьшения температурного дрейфа в УПТ использованы проволочные сопротивления и потенциометры.

Результаты эксперимента

В процессе экспериментальной проверки сравнивающего устройства были измерены параметры УПТ и получены графики зависимости пикового тока 10 германиевых туннельных диодов ИИ302Б от температуры окружающей среды.

Параметры УПТ на холостом ходе:

входное сопротивление	39 ком,
выходное сопротивление	26 ом,
коэффициент усиления	550,

приведенные ко входу:

временной дрейф за 24 ч	не более 50 мкв
температурный дрейф	не более 20 мкв/град

Для использования в сравнивающем устройстве был выбран туннельный диод, имеющий зависимость $\Delta I_1 = f(t^\circ \text{C})$, наиболее близко совпадающую с зависимостью $U_{д. \text{вых}} = f(t^\circ \text{C})$. Сопротивление R_n выбрано из соображений выполнения равенства (9) на краю рабочего диапазона температур (+60° C).

На рис. 3 изображены зависимость дрейфа выходного напряжения УПТ от температуры $U_{д. \text{вых}} = f(t^\circ \text{C})$ (кривая 1); зависимость $\Delta I_1 (R_n + R_{\text{вых}}) = f(t^\circ \text{C})$ (кривая 2) и график результирующего температурного дрейфа напряжения $k_{дхх} U_n = U_{д. \text{вых}} - \Delta I_1 (R_n + R_{\text{вых}})$ (кривая 3).

Как видно из графика, температурный дрейф порога чувствительности в диапазоне температур (25—60)°С оказывается почти полностью скомпенсированным.

Ввиду отсутствия технических средств, позволяющих экспериментально определить величину порога чувствительности при номинальной температуре, она была вычислена по формуле (10). При этом временной дрейф пикового тока был принят равным 0,5%:

$$U_{\pi}^* = 75 \text{ мкВ.}$$

При исследовании сравнивающего устройства явление обратного воздействия на источники сравниваемых напряжений не наблюдали.

Выводы

1. Использование туннельного диода в выходной цепи балансного усилителя постоянного тока позволяет создать сравнивающее устройство высокой чувствительности.

2. Температурный дрейф порога чувствительности сравнивающего устройства может быть в значительной мере уменьшен путем взаимной компенсации температурных дрейфов выходного напряжения УПТ и пикового тока туннельного диода.

3. Для компенсации температурного дрейфа порога чувствительности в широком температурном диапазоне наиболее пригодны германиевые туннельные диоды.

4. Временной дрейф порога чувствительности сравнивающего устройства при использовании германиевых туннельных диодов в общем случае меньше, чем при использовании арсенидо-галлиевых туннельных диодов.

5. Результаты экспериментальной проверки показали, что температурный дрейф порога чувствительности сравнивающего устройства может быть в значительной степени скомпенсирован.

Временной дрейф порога чувствительности при достаточно большом коэффициенте усиления практически определяется приведенным дрейфом УПТ и легко может быть сведен к значению, не превышающему 100 мкВ.

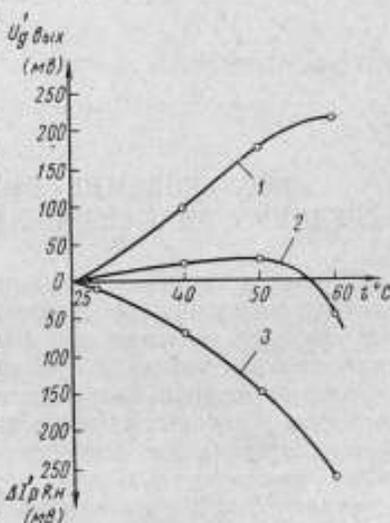


Рис. 3. Графики зависимостей температурного дрейфа выходного напряжения усилителя (кривая 1), результирующего температурного дрейфа (кривая 2), напряжения, обусловленного температурным дрейфом пикового тока туннельного диода (кривая 3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Филиппов А. Г. Усилители постоянного тока на полупроводниковых триодах. Использование полупроводниковых приборов в узлах электронной аппаратуры. Сборник статей под ред. И. Степаненко. Госэнергониздат, 1958.
2. Оффе, Торнтон. Ограничения транзисторных УПТ. «Труды инженеров Института по электронике», 1964, № 2.
3. Туннельные диоды и их применение в схемах переключения и устройствах СВЧ диапазона. Перевод с англ. под ред. А. А. Визеля. М., Изд. «Советское радио», 1965.
4. Баум А. К., Билинский И. Я., Трейс П. П. Туннельные диоды в схемах промышленной электроники. М.—Л. Изд. «Энергия», 1965.
5. Элементы и устройства ЭЦВМ на туннельных диодах. М., Изд. ВИА им. Ф. Э. Дзержинского, 1964.

Поступила в редакцию
14/1 1967 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬТМЕТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При испытании магнитномягких материалов на переменном токе амплитуду индукции определяют, как правило, вольтметрами для измерения среднего значения напряжения. Невысокая точность измерения напряжения вольтметрами с выпрямителями, собранными по мостовой или однополупериодной схеме детектирования [1], привела к разработке приборов, у которых влияние диодов на погрешность преобразования невелико. Этого можно достигнуть, используя усилители с выпрямителями, включаемыми в цепь обратной связи [2, 3]. Погрешность преобразования переменного тока в выпрямленный значительно снижают также с помощью дополнительных диодов [3, 4]*.

Малой погрешности преобразования можно добиться методом суммирования токов [3]. Его преимущества — сравнительная простота схемы, высокая точность и надежность прибора. Однако в работе [3] данных для оценки точности вольтметра недостаточно, условия работы диодов схема прибора учитывает неполно, отсутствуют указания об особенностях выбора параметров схемы, позволяющих получить наилучшие характеристики.

Ниже приводится анализ схемы и результаты экспериментального исследования вольтметра.

Оценка погрешности выпрямления

Ток, отмечаемый показывающим прибором, протекает по сопротивлению r_3 (рис. 1).

Снижение погрешности, вызванной падением напряжения на диоде D_2 , объясняется тем, что по прибору протекает составляющая тока, связанная с падением напряжения на диоде D_1 и сопротивлении r_3 . Если диоды D_2 и D_1 идентичны, а сопротивления r_3 и r_3 одинаковы, то можно резко снизить рассматриваемую погрешность.

При оценке погрешности прибора можно использовать приведенную на рис. 2 эквивалентную схему, в которой падения напряжения на диодах заменены источниками постоянного напряжения и сопротивлениями. Этому приближению соответствует замена реальной характеристики диодов кусочно-линейной, состоящей из двух частей, для которых сила тока соответствует выражениям:

$$i_d = \begin{cases} 0 & \text{при } u_d < U_0, \\ \frac{u_d - U_0}{r_d} & \text{при } u_d \geq U_0, \end{cases} \quad (1)$$

* См. также Грачев Б. Ф. Способ снижения погрешности выпрямительного вольтметра. Авторское свидетельство кл. 21с. 31, № 110. 806.

где i_d и u_d — ток и падение напряжения на диоде соответственно;
 r_d — сопротивление диода;
 U_0 — пороговое напряжение диода.

Значение r_1 равно сумме r_1 и дифференциального сопротивления r_x открытого диода D_2 (рис. 1). Аналогичное значение имеют сопротивления r_4 и r_5 .

Несложные расчеты приводят к следующему выражению для силы тока i_d , протекающего через прибор при открытых диодах D_2 , D_3 и D_4 :

$$i_d = \frac{U [r_4'(r_2+r_5) + r_5'(r_1+r_2)] - u_{2d} [r_4'(r_2+r_5) + r_2 r_5'] + u_{4d} r_1' r_4' - u_{3d} r_1' r_5'}{(r_1+r_3)(r_4+r_5)r_2 + r_1 r_3 (r_4+r_5) + r_4 r_5 (r_1+r_3)}, \quad (2)$$

где U — измеряемое напряжение;

u_{2d} , u_{3d} , u_{4d} — напряжения открывания диодов D_2 , D_3 и D_4 ;
 r_{2d} , r_{3d} , r_{4d} — дифференциальные сопротивления открытых диодов.

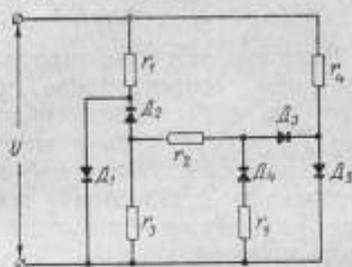


Рис. 1. Принципиальная схема вольтметра.

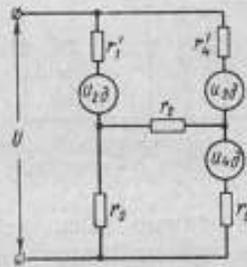


Рис. 2. Эквивалентная схема прибора.

Остальные параметры показаны на эквивалентной схеме (рис. 2)

$$r_1' = r_1 + r_{2d}, \quad r_4' = r_4 + r_{3d}, \quad r_5' = r_5 + r_{4d}.$$

Если ток, протекающий по прибору, не зависит от параметров диодов и дополнительных элементов (т. е. от сопротивлений r_2 , r_3 , r_4), то, помимо формулы (2), должно быть выполнено соотношение

$$i_d = \frac{U}{r_1 + r_3}. \quad (3)$$

Из выражений (2) и (3) находим

$$u_{2d} [r_4'(r_2+r_5) + r_2 r_5'] - u_{4d} r_1' r_4' + u_{3d} r_1' r_5' = 0. \quad (4)$$

и

$$\frac{r_4'(r_2+r_5) + r_5'(r_1+r_2)}{(r_1+r_3)(r_4+r_5)r_2 + r_1 r_3 (r_4+r_5) + r_4 r_5 (r_1+r_3)} = \frac{1}{r_1+r_3}. \quad (5)$$

Условия (4) и (5) приводят к равенствам:

$$r_1'(r_1' r_5' - r_3 r_4') = r_{2d} (r_2 r_4' + r_4' r_5' + r_2 r_5') \quad (6)$$

и

$$(a_1 + a_2) r_5' + r_2 a_2 = r_4' b_2 - r_3 b_1, \quad (7)$$

где

$$a_1 = \frac{r_2}{r_1}, \quad b_1 = \frac{u_{3d}}{u_{2d}},$$

$$a_2 = \frac{r_4'}{r_1}, \quad b_2 = \frac{u_{4d}}{u_{2d}},$$

или приближенно

$$r_1' r_5' \approx r_3' r_4' \quad (6')$$

и

$$r_2 \approx b_3 r_1' \quad (7')$$

Для того чтобы диоды D_2 , D_3 и D_4 находились приблизительно в одинаковых условиях, целесообразно выбрать сопротивления r_4 и r_5 равными соответственно r_1 и r_3 (последнее включает сопротивление показывающего прибора). Требуемое сопротивление r_2 можно подобрать по вспомогательному делителю напряжения, составленному из сопротивлений r_6 и r_7

(рис. 3). Коэффициент передачи делителя K_1 согласно равенству (3) должен быть равен:

$$K_1 = \frac{r_6}{r_1 + r_6} \quad (8)$$

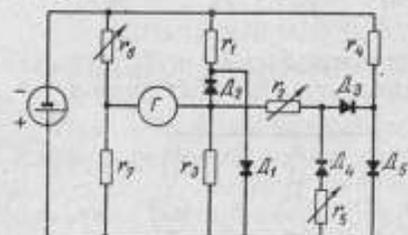


Рис. 3. Схема для определения правильности подбора параметров.

Включив источник постоянного напряжения, сопротивление r_2 регулируют так, чтобы равновесие для заданного K_1 наблюдалось в широком диапазоне значений измеряемой величины. Наибольшее значение постоянного

напряжения должно быть не меньше амплитуды синусоиды, соответствующей верхнему пределу измерения прибора.

Если для получения равновесия требуется значительное изменение сопротивления r_6 в заданной области измеряемого напряжения, то целесообразно несколько изменить сопротивление r_5 .

Нетрудно оценить погрешность δ_1 , вызванную неточным выполнением условий (6) и (7), подобрав два сопротивления, например r_2 и r_5 (рис. 1). Обозначив

$$\delta r_2 = \frac{\Delta r_2}{r_2} \quad \text{и} \quad \delta r_5 = \frac{\Delta r_5}{r_5},$$

получим

$$\delta_1 = \frac{\Delta i_n}{i_n} \approx - \left[\left(\frac{r_{2n}}{r_1} + \frac{u_{2n}}{U} \right) \delta r_2 + \frac{r_3}{r_1} \delta r_5 \right], \quad (9)$$

где Δi_n — абсолютная погрешность тока, протекающего по прибору, связанная с неточным подбором сопротивлений r_2 и r_5 ; Δr_2 и Δr_5 — разности между выбранными значениями сопротивлений r_2 и r_5 и теми, которые удовлетворяют равенствам (6) и (7).

Таким образом, желательно, чтобы дифференциальное сопротивление диода D_2 и сопротивление r_3 были бы достаточно малыми по сравнению с r_1 . Следует отметить, что в работе [3] сопротивление r_5 отсутствует, поэтому для повышения точности измерений среднего напряжения используют высокочувствительный микроамперметр. Это позволяет снизить отношение r_3/r_1 .

Если выбрать

$$\frac{u_{2n}}{U} = 0,2; \quad \frac{r_{2n}}{r_1} \approx 0,01; \quad \frac{r_3}{r_1} = 0,05,$$

то требования к точности подбора сопротивления r_5 будут приблизительно в пять раз ниже, чем для r_2 при одинаковом влиянии составляющих,

входящих в формулу (9). Если потребовать, чтобы $\delta_1 < 0,1\%$, то, учитывая сделанные выше предположения, находим:

$$\delta r_2 \approx 0,25\%, \quad \delta r_3 \approx 1,2\%.$$

Конечно, полностью скомпенсировать влияние диодов на показания прибора не удастся. Это связано с использованием аппроксимации реальной вольт-амперной характеристики диодов, а также с предположением, что они открыты в течение всего полупериода. В действительности при малом мгновенном значении напряжения $U(t)$, меньшем $u_{2д}$, $u_{3д}$, $u_{4д}$, ток по прибору не течет. Если напряжение превышает $u_{2д}$, но меньше суммы $u_{3д} + u_{4д}$, то отсутствует компенсация. Приняв $u_{3д} = u_{4д} = u_{4д}$, нетрудно оценить вызванную этими факторами погрешность (рис. 4) при синусоидальной форме измеряемого напряжения.

Учитывая что

$$\omega t_1 = \arcsin \frac{u_{2д}}{u_0},$$

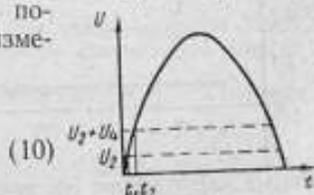


Рис. 4.

где u_0 — амплитуда,

ω — круговая частота, получим, что погрешность измерения из-за отсутствия тока в течение времени от 0 до t_1 равна

$$\delta_2 = - \frac{2 \int_0^{t_1} U(t) dt}{\int_0^{\frac{T}{2}} U(t) dt} \quad (11)$$

или

$$\delta_2 = - \frac{1}{2} \left(\frac{u_{2д}}{u_0} \right)^2. \quad (12)$$

Погрешность измерения напряжения, вызванную отсутствием «тока коррекции», определяют из выражения

$$\delta_3 \approx - \frac{2 \int_0^{t_1} u_{2д} dt}{\int_0^{\frac{T}{2}} U(t) dt}, \quad (13)$$

где принято, что

$$\omega t_2 = \arcsin \frac{2u_{2д}}{u_0} \quad \text{при} \quad u_{3д} = u_{4д} = u_{2д}. \quad (14)$$

Из формул (13) и (14) получим

$$\delta_3 \approx - \left(\frac{u_{2д}}{u_0} \right)^2. \quad (15)$$

Итак,

$$\delta_2 + \delta_3 \approx - \frac{3}{2} \left(\frac{u_{2д}}{u_0} \right)^2. \quad (16)$$

Если $\delta_2 + \delta_3 < 0,2\%$, $u_{2д} = 0,8$ в, то наименьшая амплитуда измеряемого напряжения равна примерно 22 в, а соответствующее ему среднее значение напряжения составляет около 14 в.

Следует отметить, что погрешности δ_2 и δ_3 проявляются тогда, когда прибор поверяют на постоянном токе, а используют для измерений на переменном. При поверке и измерениях на переменном токе с неискаженной формой кривой эта погрешность не проявляется.

Результаты испытаний приборов

На основании приведенных данных были испытаны два вольтметра: № 1 с пределами измерения 75 и 150 в и № 2 с пределами 10, 25, 50 и 100 в.

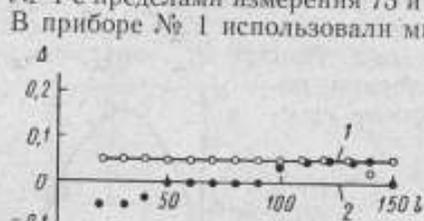


Рис. 5. Полученные на постоянном токе кривые поправок прибора с пределами измерения: 1 — 75 в, 2 — 150 в.

В приборе № 1 использовали миллиамперметр с верхним пределом измерения 3 ма и в качестве выпрямителя — кремниевый стабилитрон типа Д813, в приборе № 2 — миллиамперметр с пределом 1 ма и выпрямитель — диод типа Д102А.

Приборы были поверены на постоянном и переменном токе частотой 50 гц. В последнем случае в качестве источника питания служило регулирующее устройство с фильтром, позволившее довести коэффициент нелинейных искажений до 0,1%.

Поэтому погрешность поверяемого прибора с достаточной точностью определяли по действующему значению напряжения. Результаты определения поправок к показаниям приборов приведены на рис. 5 и 6, где по оси абсцисс отложены показания приборов

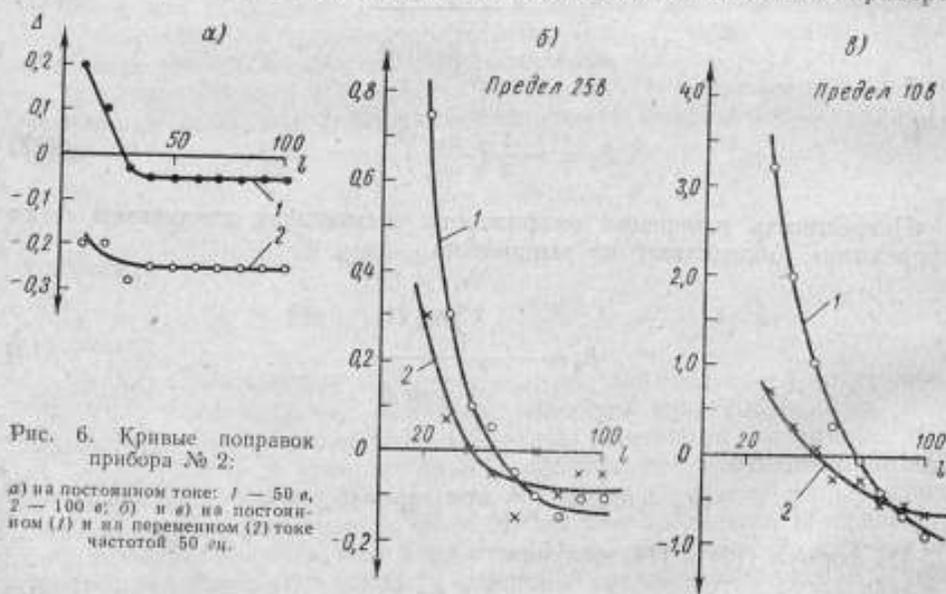


Рис. 6. Кривые поправок прибора № 2:

а) на постоянном токе: 1 — 50 в, 2 — 100 в; б) и в) на постоянном (1) и на переменном (2) токе частотой 50 гц.

в делениях шкалы I , по оси ординат — поправки к показаниям приборов в делениях Δ . На рис. 5 и 6, а кривые поправок получены при поверке приборов на постоянном токе. Поправки, найденные на переменном токе, не приведены, так как они отличаются от указанных не более чем на 0,1%.

Значительное расхождение поправок, найденных на постоянном и переменном токе для верхнего предела измерения 10 в (рис. 6, в), объясняется погрешностью, вызванной падением напряжения на диодах. Так, при показании, равном половине максимального на пределе 10 в,

подавали постоянное напряжение 2,5 в, что соизмеримо с суммой $u_{эд} + u_{эд}$ (рис. 2). Эта погрешность гораздо меньше сказывается при измерении на пределе 25 в (рис. 6, б) и пренебрежимо мала — для всех остальных пределов при показаниях, превышающих 1/5 от максимального.

Несмотря на отсутствие каких-либо элементов коррекции, показания прибора с миллиамперметром, имеющим верхний предел измерения 1 ма, изменяются с частотой не более, чем на $0,1 \div 0,2\%$ вплоть до $f = 5000$ гц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б. Применение полупроводниковых выпрямителей в измерительной технике. Изд. АН УССР, Киев, 1955.
2. Балашов В. П. Автоматизация радиоизмерений. Изд. «Сов. радио», М., 1966.
3. Doge D. P. Misura di precisione del valore medio di tensione alternative. «L'elettrotecnica», L, № 8, 1963, p. 491—497.
4. Картье Ж. Способ коррекции нелинейности шкалы электронизмерительных приборов. Французский патент кл. G01г, № 1347491.

Поступила в редакцию
13/1 1967 г.

НОВЫЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ КОРРЕЛЯТОРОВ

Развитие метрологии и измерительной техники показывает, что использование методов математической статистики при изучении случайных погрешностей приводит к качественно новым результатам. Однако весьма трудоемкие вычисления часто препятствуют возможности практического применения этих методов. Использование универсальных вычислительных машин для решения узкого круга задач статистического анализа представляется нерациональным. Такие характеристики случайных процессов, как корреляционная функция и дисперсия, можно определять с помощью специализированных устройств, известных под названием корреляторов.

Из существующих в настоящее время корреляторов, предназначенных для обработки стационарных и эргодических случайных процессов, можно выделить три основные группы приборов, отличающихся алгоритмами построения.

Первая группа объединяет корреляторы аналогового действия, основанные на алгоритме

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \dot{X}(t) \dot{Y}(t + \tau) dt, \quad (1)$$

где $R_{XY}(\tau)$ — корреляционная функция стационарных эргодических случайных процессов;

$\dot{X}(t)$ и $\dot{Y}(t + \tau)$ — центрированные значения этих процессов.

Алгоритм для определения дисперсии в этом случае может быть представлен как:

$$D[X(t)] = R_{XX}(0) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \dot{X}^2(t) dt. \quad (2)$$

К существенным недостаткам аналоговых корреляторов следует отнести сложность практической реализации указанного алгоритма и низкую точность вычислений, обусловленную трудностью создания стабильных аналоговых схем умножения.

Вторая группа корреляторов включает в себя приборы, построенные по алгоритму, предполагающему определение корреляционной

функции по дискретным значениям исследуемых процессов:

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{n-1} \sum_{k=0}^n \tilde{X}_k(t) \tilde{Y}_k(t+\tau); \quad (3)$$

$$D[X(t)] = \frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^n \tilde{X}_i^2; \quad (4)$$

где \tilde{X}_k и \tilde{Y}_k — центрированные дискретные значения случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$;

n — параметр усреднения.

При реализации этого алгоритма можно достичь практически любой желаемой точности, однако и в этом случае не удастся избежать громоздкости схемных построений.

К третьей группе приборов относят корреляторы, построенные по алгоритмам, основанным на методах приближенного вычисления.

Среди них особый интерес представляют полярные корреляторы, отличающиеся значительной простотой алгоритмов. Приборы этой категории достаточно просты, а, следовательно, и удобны в эксплуатации [1, 2]. В основе этих алгоритмов лежит то обстоятельство, что значение каждой ординаты корреляционной функции зависит от сочетания знаков частных произведений, составляющих результирующий корреляционный момент, и от видов функций распределений коррелируемых процессов $W(X)$ и $W(Y)$. Так, если предположить, что $W(X)$ и $W(Y)$ подчиняются нормальному закону распределения, то нормированная функция корреляции определится по формуле (3)

$$\rho_{XY}(\tau) = \cos \pi q_{XY}(\tau), \quad (5)$$

где $\rho_{XY}(\tau)$ — нормированная функция корреляции процессов $X(t)$ и $Y(t)$;
 $q_{XY}(\tau)$ — вероятность несовпадения знаков процессов $X(t)$ и $Y(t)$ при их перемножении.

Такая зависимость алгоритма от вида закона распределения существенно сужает область применения этих приборов.

Известны и другие алгоритмы полярных корреляторов [4]. Они построены так, что реализующие их приборы, наряду с вычислением вероятности совпадения или несовпадения знаков коррелируемых процессов, определяют и учитывают законы распределения последних. Эти операции неотделимы друг от друга, что является основным недостатком указанных приборов, так как вынужденная многократность определения закона распределения для одного и того же случайного процесса неоправданно усложняет техническое исполнение коррелятора.

Приведенный анализ существующих приборов позволяет поставить практически выполнимые требования к коррелятору. Это — простота алгоритма и его реализации, широкие границы применения при ограниченных требованиях к точности, малые габариты.

В настоящей статье описан принцип построения коррелятора [5], отвечающего перечисленным требованиям, сущность которого изложена далее.

В общем виде корреляционная функция определяется как второй смешанный центральный момент

$$R(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{X}(t_1) \tilde{Y}(t_2) W(X, Y, t_1, t_2) dX dY. \quad (6)$$

Предположим, что значения коррелируемых процессов $X(t)$ и $Y(t)$ не выходят за пределы $[-X_1 \div +X_1]$ и $[-Y_1 \div +Y_1]$ соответственно. Тогда, разбив каждый из этих независимых пределов на ряд интервалов:

$$[-X_1 \div +X_1] = \begin{cases} -X_1 \div -X_2 \\ -X_2 \div 0 \\ 0 \div +X_2 \\ +X_2 \div +X_1 \end{cases} \quad (7)$$

$$[-Y_1 \div +Y_1] = \begin{cases} -Y_1 \div -Y_2 \\ -Y_2 \div 0 \\ 0 \div +Y_2 \\ +Y_2 \div +Y_1 \end{cases} \quad (8)$$

и, обозначив

$$X(t_1)Y(t_2)W(X, Y, t_1, t_2) = Z, \quad (9)$$

из выражения (6) получим

$$R(t_1, t_2) = \int_{-X_1}^{-X_2} \int_{-Y_1}^{-Y_2} Z dX dY + \dots + \int_{+X_2}^{+X_1} \int_{+Y_2}^{+Y_1} Z dX dY. \quad (10)$$

Переходя далее от интегрирования к суммированию, предполагая эргодичность и стационарность процессов $X(t)$ и $Y(t)$, получим

$$R(\tau) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n \sum_{k=0}^n [X_i(t) Y_k(t+\tau)]_j, \quad (11)$$

где X_i, Y_k — ординаты процессов $X(t)$ и $Y(t+\tau)$;

i, k — номера выборок по оси абсцисс процессов $X(t)$ и $Y(t+\tau)$;

j — номер сочетания интервалов квантования по уровням.

а)

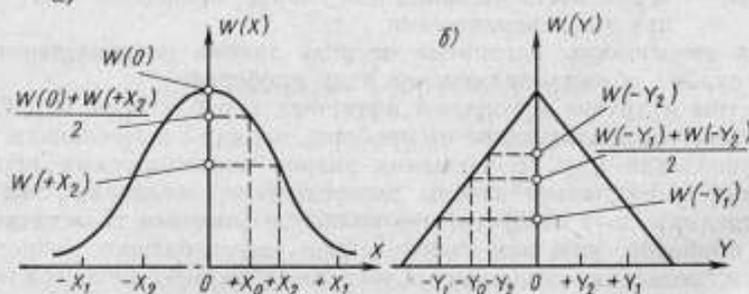


Рис. 1. Возможные виды законов распределения процессов $X(t)$ и $Y(t)$

Таким образом, значение корреляционной функции в момент τ определяется как сумма ее составляющих, образованных различными сочетаниями значений ординат, отнесенных к различным интервалам квантования по уровням.

Знание законов распределения значений ординат обоих процессов позволяет оценить наиболее вероятное значение произведения по каждому интервалу. Пусть графики на рис. 1 дают представление о качественном характере законов распределения плотностей вероятностей процессов $X(t)$ и $Y(t)$. Тогда для конкретного интервала анализа, скажем, $(0 \div +X_2)$, $(-Y_1 \div -Y_2)$, это наиболее вероятное значение может быть най-

дено как произведение X_0 (соответствующего вероятности $\frac{W(0) + W(X_2)}{2}$) на $-Y_0$ (соответствующий вероятности $\frac{W(-Y_2) + W(-Y_1)}{2}$). Назовем такое наиболее вероятное произведение весовым коэффициентом интервала и обозначим символом γ_j .

Введение весовых коэффициентов позволяет в значительной степени упростить алгоритм определения корреляционной функции. Это дает возможность значительно уменьшить сложность необходимой аппаратуры, так как позволяет перейти от вычисления каждого из n корреляционных произведений с последующим усреднением к подсчету числа случаев одновременного попадания ординат процессов $X(t)$ и $Y(t+\tau)$ в j -ый интервал анализа. При числе уровней квантования, равном пяти, для центрированных процессов $j = 16$.

Приведенная квадратная матрица поясняет структуру произведений под знаком суммирования в выражении (11). В ней индексы при γ образованы следующим образом: первая цифра указывает номер интервала анализа процесса $X(t)$, а вторая — номер интервала анализа процесса $Y(t)$. Таким образом, индекс «11» присвоен весовому коэффициенту, который соответствует сочетанию интервалов $[(-X_1 \div -X_2), (-Y_1 \div -Y_2)]$, индекс «12» — сочетанию интервалов $[(-X_1 \div -X_2), (-Y_2 \div 0)]$ и т. д.

X/Y	$-X_1 \div -X_2$	$-X_2 \div 0$	$0 \div +X_2$	$+X_2 \div +X_1$
$-Y_1 \div -Y_2$	γ_{11}	γ_{21}	$-\gamma_{31}$	$-\gamma_{41}$
$-Y_2 \div 0$	γ_{12}	γ_{22}	$-\gamma_{32}$	$-\gamma_{42}$
$0 \div +Y_2$	$-\gamma_{13}$	$-\gamma_{23}$	γ_{33}	γ_{43}
$+Y_2 \div +Y_1$	$-\gamma_{14}$	$-\gamma_{24}$	γ_{34}	γ_{44}

Тогда составляющую корреляционного момента для конкретного j можно представить в виде

$$K_{XV_j} = \frac{k_j \gamma_j}{n-1}, \quad (12)$$

где k_j — число случаев одновременного нахождения функций $X(t)$ и $Y(t+\tau)$ в момент выборки в j -том сочетании интервалов квантования.

Выражение (11) с учетом (12) принимает вид

$$R(\tau) \cong \frac{1}{n-1} \left[\sum_{j=1}^M k_j(\tau) \gamma_j - \sum_{j=1}^G k_j(\tau) \gamma_j \right], \quad (13)$$

где M и G — количество сочетаний интервалов квантования, при которых γ принимает соответственно положительные и отрицательные значения.

На рис. 2, а дана графическая иллюстрация операции квантования по уровням процессов $X(t)$ и $Y(t+\tau)$.

Исходя из определения, данного весовым коэффициентам, можно утверждать, что в случаях, когда обрабатываемые процессы обладают симметричными законами распределения, найдутся такие пары сочетаний интервалов, для которых эти весовые коэффициенты будут совпадать.

Таким образом, предположение о симметричности законов распределения позволяет сократить число возможных сочетаний интервалов в четыре раза. На рис. 2, б иллюстрируется эта возможность, показывающая,

что теперь обработке подлежат только абсолютные значения сигналов $X(t)$ и $Y(t + \tau)$. Выражения (7) и (8), регламентирующие количество и вид интервалов анализа, примут в этом случае следующий вид:

$$-X_1 \div +X_1 = \begin{cases} 0 \div +X_2 \\ +X_2 \div +X_1 \end{cases} \quad (14)$$

$$-Y_1 \div +Y_1 = \begin{cases} 0 \div +Y_2 \\ +Y_2 \div +Y_1 \end{cases} \quad (15)$$

Окончательно алгоритм вычисления корреляционной функции с учетом формул (14) и (15) можно записать как

$$R_{XV}(\tau) = \frac{1}{n-1} \left[\sum_{i=1}^2 k_i \gamma_i - \sum_{i=1}^2 k_i \gamma_i \right]. \quad (16)$$

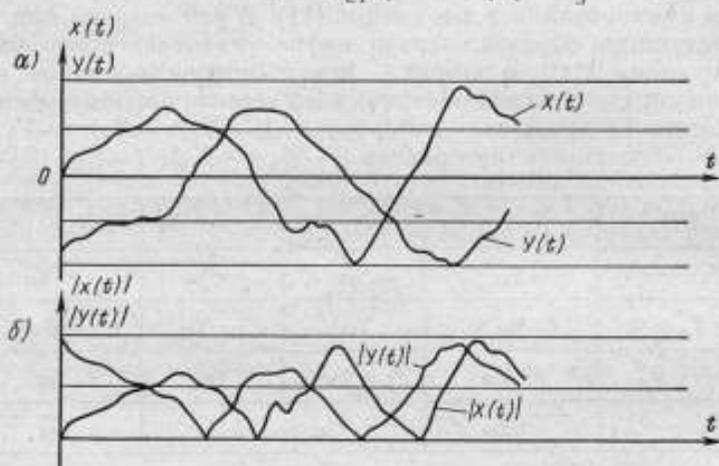


Рис. 2. а) квантование по уровням случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$; б) квантование по уровням модулей случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$.

Выражение (16) реализуется блок-схемой, приведенной на рис. 3.

Устройство представляет собой двухканальную специализированную вычислительную машину, состоящую из 6 блоков.

Два идентичных канала образованы блоками предварительной обработки сигналов $БПО_1$ и $БПО_2$. Случайные процессы $X(t)$ и $Y(t + \tau)$ поступают через центрирующие цепи $ЦЦ_1$ и $ЦЦ_2$ на входные устройства $ВУ_1$ и $ВУ_2$, представляющие собой предварительные масштабные усилители.

С целью сокращения числа каналов анализа в блоки $БПО_1$ и $БПО_2$ введены фазоинверторы $ФИ_1$ и $ФИ_2$, инвертирующие сигналы $X(t)$ и $Y(t + \tau)$ и сумматоры $С_1$ и $С_2$, суммирующие только положительные части инвертированного и неинвертированного значений сигналов.

Сигналы с выхода сумматоров поступают на дискриминаторы ординат процессов $ДО_1$ и $ДО_2$, представляющие собой амплитудные анализаторы с двумя интервалами анализа. Блок дискриминации знака $БДЗ$ выполняет функции знакочувствительного устройства и состоит из четырех схем совпадения $И_1 \div И_4$ и двух схем сборки $Сб_1$, $Сб_2$.

Длительность импульса на выходе $Сб_1$ соответствует длительности времени совпадения знаков, а на выходе $Сб_2$ — несовпадения знаков.

Блок интервалов *БИ* представляет собой четырехканальное устройство, определяющее количество и структуру сочетаний интервалов квантования, и строится на четырех схемах совпадения I_{11} , I_{12} , I_{21} и I_{22} . На входы каждой из них поступают два сигнала с выходов блоков дискриминации ординат $ДО_1$ и $ДО_2$ обоих каналов. На третий вход этих схем поступает серия импульсов, отношение частоты следования которых к частоте заполнения в первом интервале пропорционально весовому коэффициенту γ_j данного интервала.

Импульсы с выхода каждого канала *БИ* поступают на входные устройства соответствующего этому каналу реверсивного счетчика $C_{ч1} \div C_{ч4}$ в блоке счета импульсов *БСИ*.

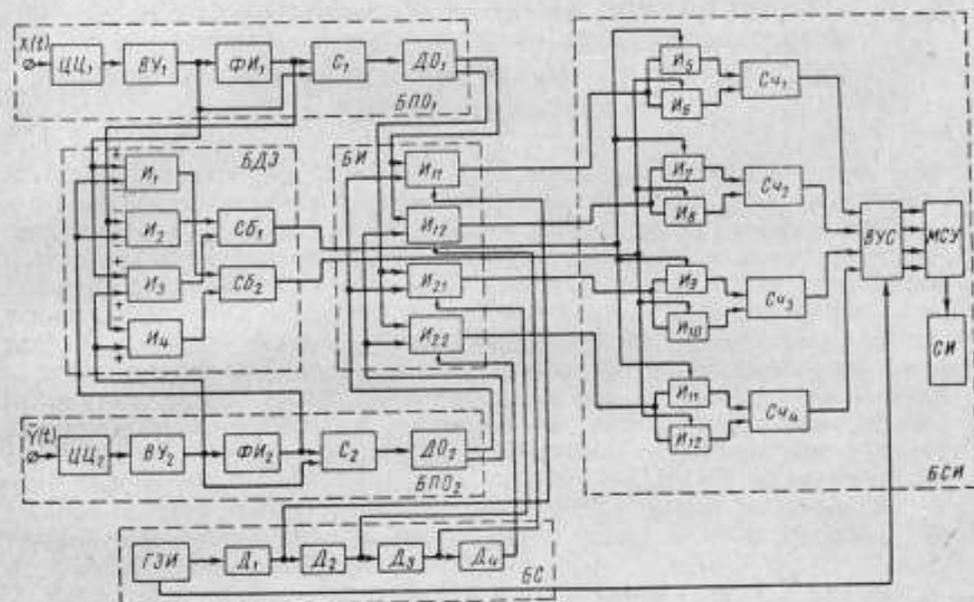


Рис. 3. Блок-схема коррелятора.

Входные устройства счетчиков представляют собой схемы совпадения на два выхода $I_5 + I_{12}$, управляемые сигналами с выхода блока *БИ* и выходными импульсами с блока дискриминатора знака *БДЗ*. Срабатывание одной из схем совпадения ведет к сложению, а другой — к вычитанию импульсов в счетчике.

Накопленная в реверсивных счетчиках информация переписывается в многоразрядное суммирующее устройство *МСУ*, где происходит сложение по четырем входам и усреднение. Результат с выхода *МСУ* выводится на схему индикации *СИ*.

Генератор задающих импульсов *ГЗИ* вместе с системой делителей частоты $D_1 \div D_4$ образует блок синхронизации *БС*, осуществляющий управление работой входного устройства *ВУС* многоразрядного сумматора. С помощью этого же блока задаются весовые коэффициенты γ_j , предварительно вычисленные в зависимости от предполагаемого закона распределения.

Устройство, построенное по рассмотренному принципу, позволит вычислять как нормированную, так и ненормированную взаимокорреляционную и автокорреляционную функции с погрешностью, лежащей в пределах $5 \pm 15\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бернштейн С. Н. Теория вероятностей, изд. 2 Гостехиздат, 1934.
2. Свешников А. А. Прикладная теория случайных функций. Судпромгиз, 1961.
3. Гершман С. Г., Фейнберг Е. П. Об измерении коэффициентов корреляции, «Акустический журнал», 1955, т. 1, вып. 4.
4. Jespers P., Chu P. T., Settles A. A new method to compute correlation functions, Trans. IRE, 1962, IT-8, № 5.
5. Ярашовили Р. В., Колтик Е. Д. Авторское свидетельство № 202590, 1967 г.

Поступила в редакцию
5/V 1967 г.

**ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО
И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА К ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМ СИГНАЛОВ ОТ ОПТИЧЕСКИХ
ИНТЕРФЕРОМЕТРОВ**

Сочетание интерференционных измерительных устройств с электронными приборами основано на преобразовании световых сигналов от интерференционной картины в электрические. В виду малых световых потоков, поступающих на фотоэлектрические преобразователи, в качестве последних используют фотоэлектронные умножители (ФЭУ) с предварительными усилителями. ФЭУ обладает большим выходным сопротивлением, поэтому в предварительных усилителях применяют электронные лампы. С целью расширения частотного диапазона предварительные усилители размещают рядом с ФЭУ непосредственно на интерферометре. Однако при проектировании точных измерительных устройств это недопустимо, так как за счет нагрева лампы усилителей нарушается температурный режим интерферометра. Лучшим предварительным усилителем является транзисторный. Для того чтобы ФЭУ согласовать с транзисторными усилителями, в качестве переходного элемента между ФЭУ и транзистором используют электрометрическую лампу*.

Резистор R_1 преобразует фототок в напряжение (рис. 1). Для выбора рабочей точки электрометрической лампы и компенсации постоянной составляющей входного сигнала, обусловленной фоновой составляющей светового потока, включен делитель $R_2 - R_3$, причем $R_1 \gg R_3$.

Электрометрическая лампа работает в следующем режиме: напряжение анодного питания — 8 в; напряжение накала — 1,3 в; ток накала — 25 ма; напряжение смещения — 0,8 в.

При этом крутизна характеристики лампы L и постоянная составляющая анодного тока соответственно равны 80 мка/в и 180 мка. Для поддержания постоянства напряжения при изменении частоты следования сигналов параллельно резистору R_3 включен конденсатор C . Через резистор R_3 осуществляется отрицательная обратная связь по постоянному току и тем самым несколько уменьшается коэффициент усиления каскада. При действии переменного входного сигнала его амплитуда на сетке лампы L падает вследствие влияния емкости C , шунтирующей сопротивление R_1 , но при этом уменьшается обратная связь, т. е. увеличивается коэффициент усиления. Подбором емкости конденсатора C частотная характеристика в заданном диапазоне частот несколько выравнивается.

* Goldberg J. I. Interferometry in Length Measurement, Electronic Technology, part 3, 1962.

Согласование усилителя напряжения, собранного на транзисторе T_1 , с электрометрической лампой возможно двумя способами: 1) непосредственным соединением анода лампы Λ с транзистором T_1 ; 2) включением между базой и эмиттером сопротивления R_4 . В первом случае для получения выходного напряжения порядка 2—3 в с малыми нелинейными искажениями увеличивают напряжение источника питания, а следова-

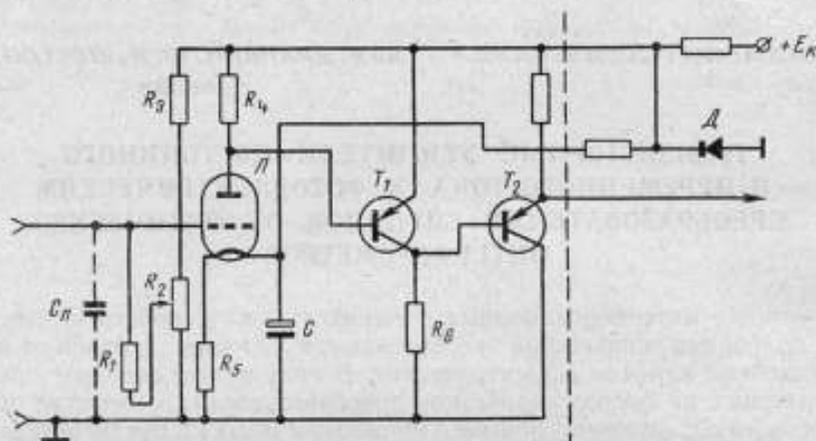


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя и постоянного тока

тельно, повышаются и собственные шумы транзистора. Второй способ при меньшем напряжении источника питания позволяет получить то же выходное напряжение. Кроме того, подбором сопротивлений R_4 и R_6 можно увеличить коэффициент усиления по напряжению до 20÷25. Выходной каскад усилителя собран по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 . Экспериментально установлено, что приведенный ко входу дрейф усилителя меньше 5 мв при изменении напряжения питания на 1%, поэтому стабилизация напряжения питания осуществлена при помощи стабилизатора Δ .

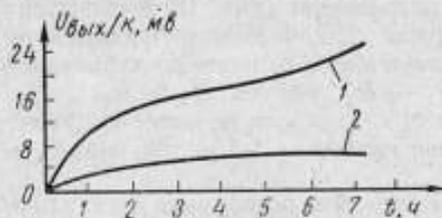


Рис. 2. Характеристики приведенного ко входу дрейфа усилителя

1 — при изменении температуры окружающей среды от 22 до 25° С; 2 — при изменении температуры окружающей среды от 22 до 23° С

Кoeffициент усиления макета усилителя по току и напряжению соответственно равны 10^5 ($R_1 = 20 \text{ мом}$) и 22 (рис. 1). Амплитудная характеристика линейна в диапазоне изменения напряжения на нагрузке от 0 до 100 мв, выходное сопротивление — менее 50 ом. Приведенный ко входу дрейф усилителя не превышает 1,5 мв/ч, причем основной причиной дрейфа является изменение температуры окружающей среды (рис. 2).

Учитывая, что усилитель предназначен для работы с оптическими интерферометрами, температурный режим которых специально стабилизируется, дрейф будет меньше 1,5 мв/ч. Эта особенность условий работы усилителя позволяет обойтись без специальных мер термостабилизации транзисторов. Частотная характеристика усилителя определяется комплексным сопротивлением нагрузки ФЭУ. Так как первый каскад усилителя выполнен на электрометрической лампе, нагрузка ФЭУ (R_1) может быть высо-

коомной (порядка 20—30 мом), а следовательно, имеется возможность использовать свойство фотоэлектронных умножителей, работающих в режиме преобразования слабых световых потоков, повышать отношение сигнал/шум с увеличением сопротивления нагрузки. Верхняя граничная частота усилителя может быть подсчитана по формуле

$$f_{гр} = \frac{1}{2\pi R_1 C_n},$$

где C_n — суммарная емкость, шунтирующая нагрузку ФЭУ.

Выполненный усилитель отличается от известных уменьшенным временным дрейфом и тепловым полем, расширенным диапазоном компенсации постоянной составляющей входного сигнала, повышенными коэффициентами усиления по току и напряжению. Это получено за счет изменения схемы усилителя таким образом, что все его цепи питаются от одного стабилизированного источника вместо четырех.

В случае динамических измерений, когда не требуется передача постоянных потенциалов, усилители переменного тока можно выполнять на основе описанной схемы (рис. 3). Приведем экспериментальные характеристики такого усилителя: коэффициенты усиления по току 10^5 ($R_1 = 20$ мом), по напряжению — 50, выходное сопротивление меньше 50 ом, нижняя граничная частота 30 гц, приведенное ко входу напряжение шумов 70 мкв.

Транзисторные усилители, выполненные по приведенным схемам, позволяют работать с высокоомной нагрузкой ФЭУ и их можно размещать непосредственно на интерферометре, практически не нарушая температурный режим последнего.

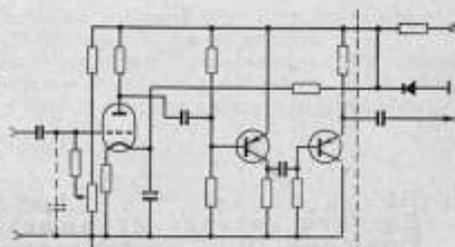


Рис. 3. Принципиальная схема усилителя переменного тока

Поступила в редакцию
17/11. 1967 г.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	5
Евгений Титович Чернышев	7
Горюнов П. Н. Методика международных сличений эталонов единицы э. д. с. по плану СЭВ	9
Шишкин В. М. Новая схема образцовой меры постоянного напряжения на стабилитронах	16
Безьева М. С., Галахова О. П., Короткова И. В., Рожде- ственская Т. Б. Комплектная аппаратура для измерения и воспроизведения тока, напряжения, мощности и коэффициента мощности в звуковом диапазоне частот	22
Гравин О. Н. Термоэлектрический метод поверки амперметров, вольтмет- ров и ваттметров в диапазоне инфранизких частот	38
Безьева М. С., Галахова О. П. Об оценке угловой погрешности термоэлектрического преобразователя мощности	50
Зорин Д. И., Таубе Б. С. Анализ погрешностей автоматических компара- торов одновременного сравнения	57
Эскин С. П. Об одном методе уменьшения погрешности поверки электрониз- мерительных приборов в динамическом режиме	66
Прицкер В. И., Эскин С. П. Динамическая погрешность измерения ди- нейно изменяющегося напряжения методом время-импульсного преобразования	74
Безикович А. Я., Зорин Д. И., Прицкер В. И., Эскин С. П. Цифровое устройство для автоматического измерения малых медленно изменяю- щихся напряжений	80
Данелин А. Г. О динамических параметрах позисторов	86
Колтик Е. Д., Кравченко С. А., Ярадовили Р. В. Оптико- механический генератор детерминированных сигналов инфранизких частот	96
Кравченко С. А. К вопросу о методах расчета погрешности реостатных фазовращателей	107
Рождественская Т. Б., Хачатуров Б. М. Анализ погрешностей фазовращателей на RG-элементах	112
Комарова М. И., Линденбаум Я. М., Татиевский А. Б. Ис- следование и расчет надежности образцовой электронизмерительной комплектной установки	119
Байков В. М. Анализ погрешностей трансформаторных делителей напря- жения	125
Клебанов И. Я. Синтез уравновешенных измерительных мостов пере- менного тока по заданной чувствительности	144
Клебанов И. Я. Об одной задаче синтеза уравновешенных мостов пере- менного тока	155
Прицкер В. И. Чувствительное сравнивающее устройство	169
Буланова А. И., Векслер А. Э., Фалалеева Т. Н., Шеста- ков А. Г. Исследование вольтметра для измерения среднего значения напряжения переменного тока	176
Колтик Е. Д., Пиастро В. П., Ярадовили Р. В. Новый принцип построения автоматических корреляторов	182
Драпкин М. Я., Шестопалов Ю. Н. Транзисторные усилители постоянного и переменного тока к фотоэлектрическим преобразователям сигналов от оптических интерферометров	189
Приложение. Рефераты статей, опубликованных в сборнике	193

УДК 389 (092)

ЕВГЕНИЙ ТИТОВИЧ ЧЕРНЫШЕВ

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 7.

Статья посвящена памяти виднейшего метролога, доктора технических наук, профессора Е. Т. Чернышева.

Приведены основные этапы его деятельности во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии им. Д. И. Менделеева как ученого, администратора и общественного деятеля.

УДК 621.317.321.081.089.6

МЕТОДИКА МЕЖДУНАРОДНЫХ СЛИЧЕНИЙ
ЭТАЛОНОВ ЕДИНИЦЫ Э. Д. С. ПО ПЛАНУ СЭВ

П. Н. Горюнов

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 9.

В статье излагается методика международных сличений эталонных нормальных элементов, которые проводятся по плану СЭВ.

Выведены формулы для определения э. д. с. национальных и з. и проведен анализ погрешностей сличения с учетом конкретной аппаратуры и условий, имеющихся в национальных метрологических лабораториях социалистических стран.

Показано, что возможные погрешности сличения находятся в диапазоне от 1 до 4 десяти тысячных процента.

Иллюстраций 4, библиографий 4.

УДК 621.317.72

НОВАЯ СХЕМА ОБРАЗЦОВОЙ МЕРЫ
ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
НА СТАБИЛИТРОНАХ

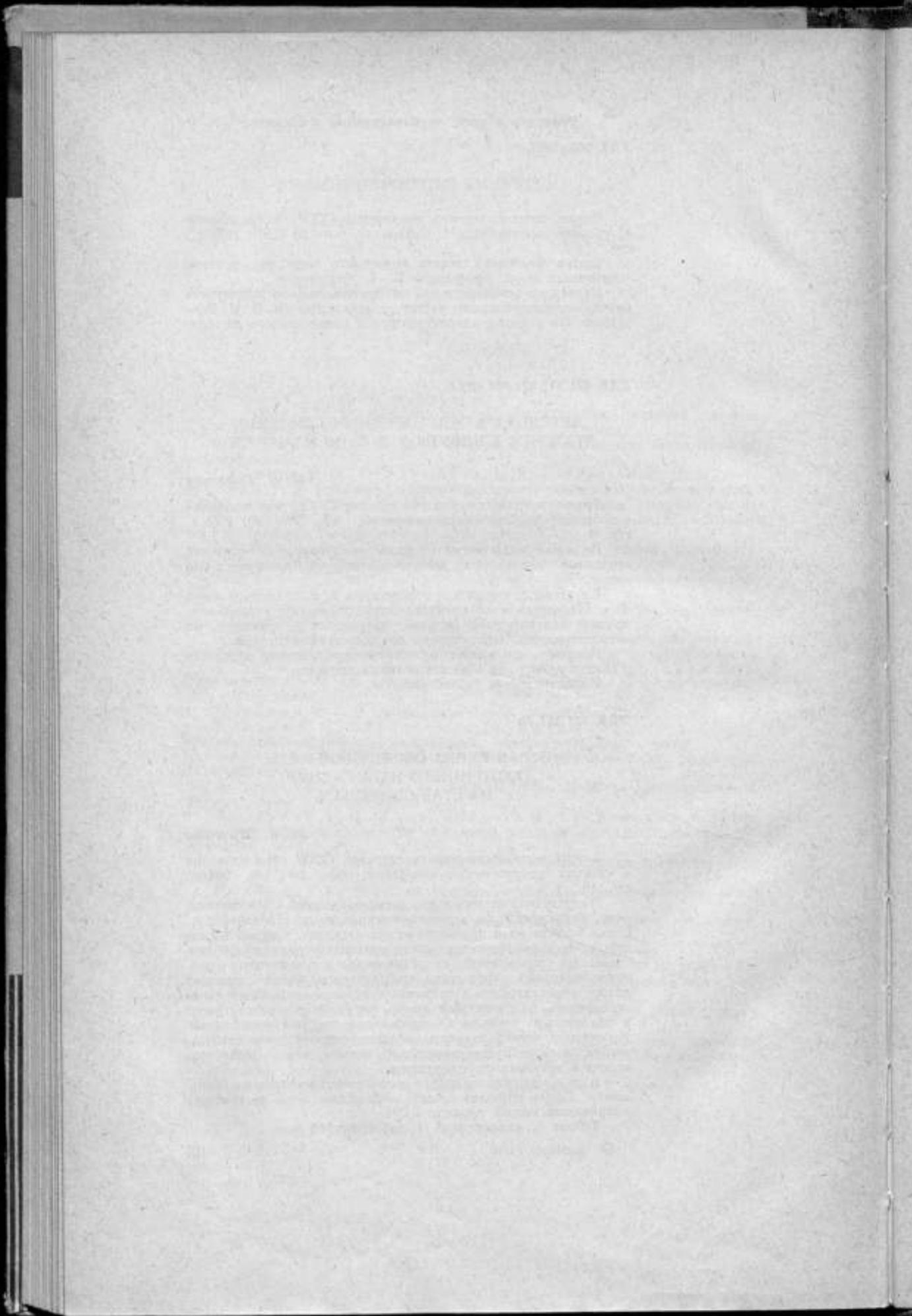
В. М. Шишкин

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 16.

В статье описывается новая схема образцовой меры постоянного напряжения на термокомпенсированных стабилитронах. Схема состоит из n параметрических каскадов, каждый из которых через уравнивающие сопротивления соединен с выходом схемы. На уравнивающих сопротивлениях устанавливают усреднение выходных напряжений стабилитронов. Соответствующий подбор стабилитронов и сопротивлений схемы позволяет скомпенсировать направленный дрейф напряжения стабилитронов и значительно уменьшить колебания выходного напряжения. Кроме того, можно получить выходное сопротивление стабилизатора, которое будет значительно меньше, чем у параметрических и мостовых стабилизаторов.

В статье дан анализ погрешностей схемы и методы их уменьшения. Схема позволит создать образцовые меры постоянного напряжения класса точности 0,001.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 8.



КОМПЛЕКТНАЯ АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ,
МОЩНОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ
В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

*М. С. Беллева, О. П. Галахова, И. В. Короткова,
Т. Б. Рождественская*

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г. стр. 22.

В статье описана комплектная установка типа УВАФ-1, разработанная ВНИИМ совместно с Краснодарским заводом измерительных приборов, обеспечивающая поверку амперметров, вольтметров, ваттметров (включая и малокосинусные) и электро-механических фазометров высших классов точности в диапазоне частот $40 \text{ гц} \div 20\,000 \text{ гц}$, а также приборов постоянного тока. Одной из особенностей разработанной установки, отличающей ее от уже имеющихся, является воплощение в ней метода воспроизведения и измерения коэффициента мощности, основанного на определении его как отношения активной и максимальной мощностей.

В статье приведены технические характеристики, принципиальные схемы основных узлов и представлены теоретические расчеты, подтверждающие возможность применения выбранных методов для измерения основных электрических величин, а также дан подробный анализ погрешностей, возникающих при измерении коэффициента мощности, и сформулированы требования, предъявляемые к отдельным элементам схемы, с целью снижения погрешностей измерения. Конструкция установки УВАФ-1, в целом рассчитанная на возможность работы одного оператора, наличие полуавтоматического потенциометра, высокая стабильность источников питания позволяют значительно повысить производительность труда.

Приведенные в статье экспериментальные исследования разработанной аппаратуры дают возможность сделать вывод о том, что созданная комплектная установка отвечает требованиям современной приборостроительной промышленности и метрологической практики.

Таблиц 5, иллюстраций 5, библиографий 9.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
5408 SOUTH DIVISION STREET
CHICAGO, ILLINOIS 60637

MEMORANDUM FOR THE RECORD

DATE: [illegible]

TO: [illegible]

FROM: [illegible]

SUBJECT: [illegible]

[The following text is extremely faint and illegible due to the quality of the scan. It appears to be a memorandum or report detailing a chemical experiment or process.]

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОВЕРКИ
АМПЕРМЕТРОВ, ВОЛЬТМЕТРОВ И ВАТТМЕТРОВ
В ДИАПАЗОНЕ ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

О. Н. Гравин

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 38.

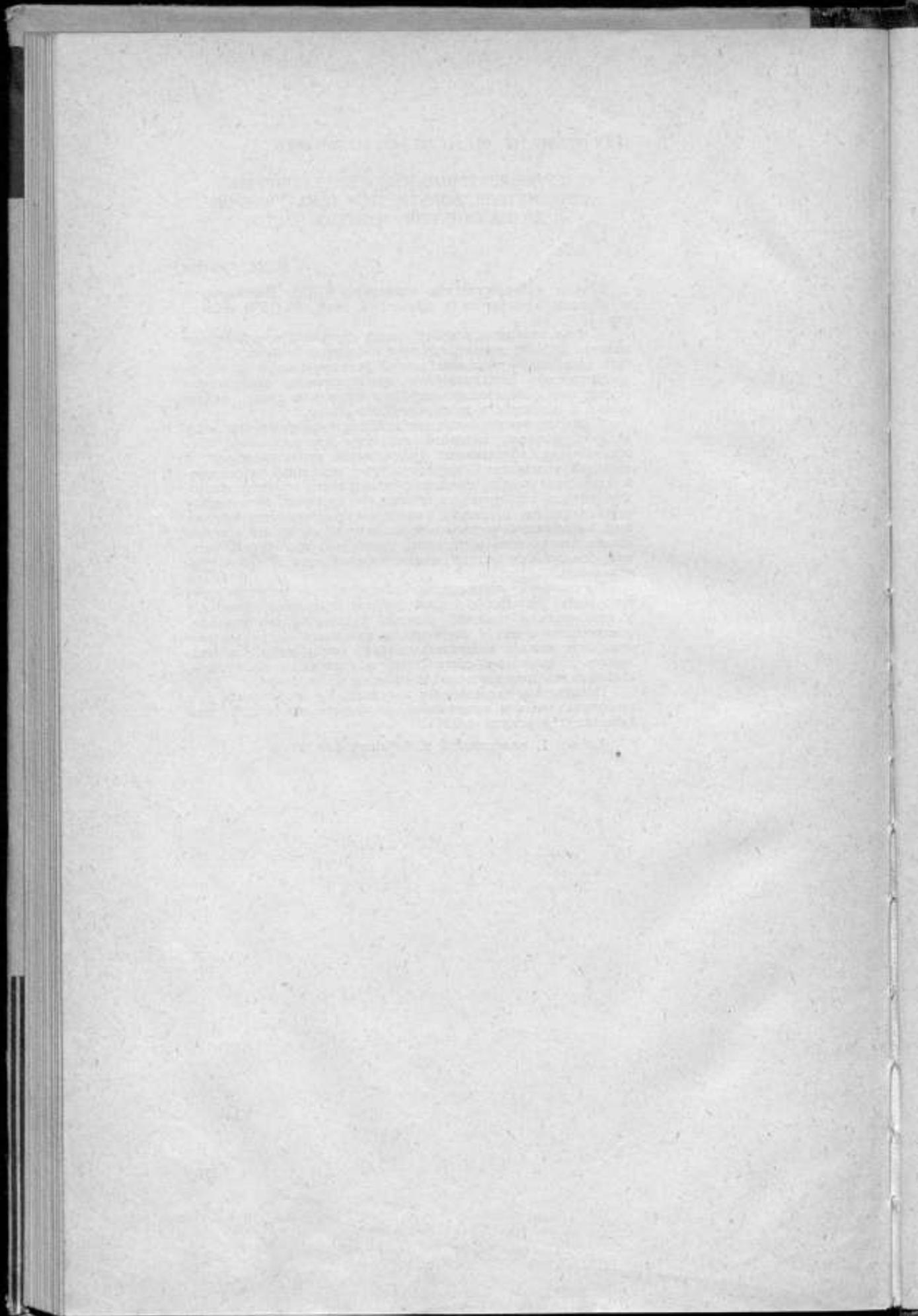
Статья посвящена вопросу точных измерений электрических величин в цепях переменного тока инфранизкой частоты. В работе содержится описание метода компарирования и термоэлектрического компаратора с интегрирующим электронным устройством, предназначенного для измерения тока, напряжения и мощности в диапазоне 0,001—20 гц.

Сущность описываемого метода компарирования заключается в преобразовании выходной величины измерительного преобразователя, обладающего квадратичной характеристикой, в цифровой эквивалент — частоту. Отсчет показаний на переменном токе производится с помощью счетной схемы в течение одного-двух периодов измеряемого сигнала. Параметром, по которому устанавливается равенство измеряемой величины переменного тока инфранизкой частоты с эквивалентной ей по действию на измерительную цепь компаратора величиной постоянного тока, является средняя частота следования импульсов за время суммирования.

Рассмотрены погрешности, обусловленные работой интегрирующего устройства, а также работой термопреобразователей в динамическом тепловом режиме. Приведены соотношения, позволяющие оценить погрешность измерения по параметрам отдельных звеньев измерительной цепи компаратора. Справедливость приведенных соотношений подтверждена экспериментально на изготовленном опытном образце компаратора.

Проведенные исследования показали, что погрешности при измерениях тока и напряжения не превосходят $\pm 0,2\%$, при измерениях мощности $\pm 0,3\%$.

Таблиц 1, иллюстраций 9, библиографий 4.



ОБ ОЦЕНКЕ УГЛОВОЙ ПОГРЕШНОСТИ
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
МОЩНОСТИ

М. С. Беляева, О. П. Галахова

Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 50.

В статье приводится подробный анализ угловой погрешности термоэлектрического преобразователя мощности. Статические умножающие цепи, основанные на использовании суммо-разностного метода с последующим квадратичным преобразованием, в настоящее время получили довольно широкое распространение.

В метрологической практике на основе статических умножающих цепей с термопреобразователями выведены электрические компараторы для измерения мощности и устройства для измерения коэффициента мощности.

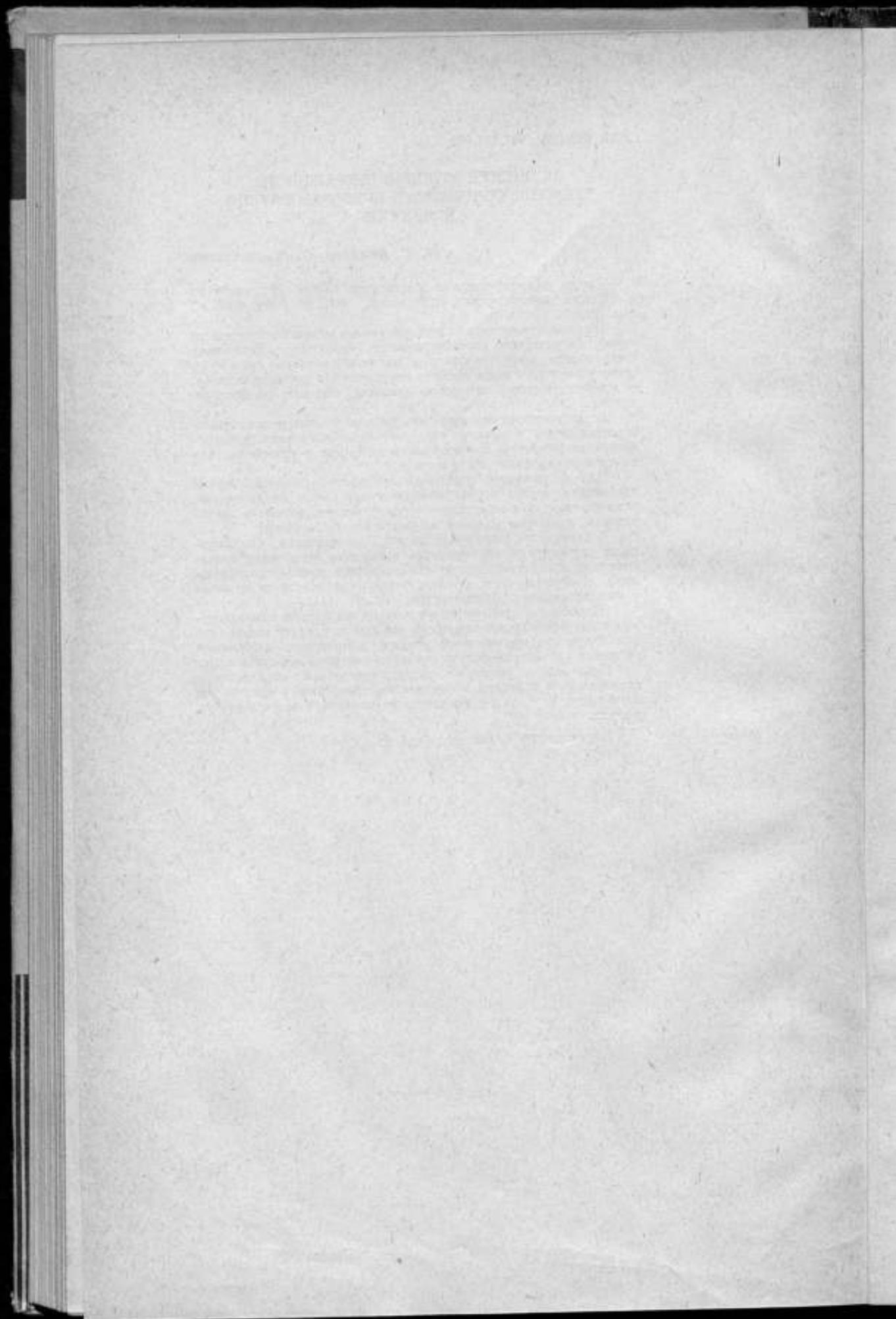
Для правильного измерения мощности в мостовой схеме необходимо, чтобы термопреобразователи имели квадратичные и идентичные вольт-амперные характеристики, а токи в нагревателях, пропорциональные напряжению, были равны.

В результате теоретического анализа выявлено, что основными источниками погрешностей являются: отклонение вольт-амперной характеристики от квадратичного закона, нестабильность элементов цепи преобразователя мощности и наличие у них остаточных реактивностей.

Подробное рассмотрение векторных диаграмм и эквивалентных схем измерителей мощности позволило сделать вывод, что для получения минимальной угловой погрешности необходимо соблюдать равенство реактивностей цепей тока и напряжения.

Приведенные в статье экспериментальные исследования показали, что значения эквивалентных постоянных времени не превышают 10^{-7} сек и совпадают с результатами теоретического расчета.

Иллюстраций 4, библиографий 6.



УДК 621.317.32.025.029.4.088

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ АВТОМАТИЧЕСКИХ
КОМПАРАТОРОВ ОДНОВРЕМЕННОГО
СРАВНЕНИЯ

Д. Н. Зорин, Б. С. Таубе

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 57.

В статье рассматриваются принципы построения прецизионных автоматических компараторов напряжения переменного тока для диапазона звуковых и ультразвуковых частот. Анализируются погрешности таких компараторов и даются некоторые рекомендации по их уменьшению. Показано, что при выполнении всех рекомендаций возможно создание образцового автоматического компаратора с погрешностью не более 0,05% для системы автоматической поверки вольтметров переменного тока.

Иллюстраций 4, библиографий 2.

УДК 621.317.7.089.6

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ
ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
ПРИБОРОВ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

С. П. Эскин

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 66.

В статье рассмотрены особенности способа поверки показывающих электроизмерительных приборов в динамическом режиме при линейно-ступенчатом изменении сигнала, подаваемого на поверяемый прибор. Получены аналитические выражения, позволяющие определить оптимальный режим поверки и рассчитать общее время поверки и его составляющие. На практических примерах показана эффективность применения рассмотренного метода для уменьшения погрешности поверки приборов различных классов точности.

Таблиц 3, иллюстраций 1, библиографий 3.

УДК 621.317.725.088

ДИНАМИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ
ИЗМЕРЕНИЯ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ
НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДОМ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В. И. Прицкер, С. П. Эскин

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 74.

В статье дается количественная оценка динамической погрешности, возникающей при измерении линейно-изменяющегося напряжения методом время-импульсного преобразования. Получены аналитические выражения значения динамической погрешности для случаев использования одной и двух схем сравнения.

Показано, что возможно повышение точности преобразования без повышения быстродействия путем введения в результат измерения соответствующих поправок.

Иллюстраций 7, библиографий 6.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

PHILOSOPHY DEPARTMENT

PHILOSOPHY 201

PHILOSOPHY 202

PHILOSOPHY 203

PHILOSOPHY 204

PHILOSOPHY 205

ЦИФРОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ
АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ
МЕДЛЕННО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ НАПРЯЖЕНИЙ

*А. Я. Безикович, Д. И. Зорин,
В. И. Прицкер, С. П. Эскин*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 80.

Приведены функциональная схема, результаты экспериментального исследования и рассмотрены погрешности высокочувствительного компенсационного устройства с цифровым выходом для автоматического измерения малых медленно изменяющихся напряжений постоянного тока. Нижний предел измерения 50 мВ, приведенная погрешность измерения без учета погрешностей опорного напряжения и масштабных преобразователей менее 0,005%. Время одного измерения 10 мсек.

Иллюстраций 4, библиографий 3.

О ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРАХ ПОЗИСТОРОВ

А. Г. Давелян

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 86.

Статья посвящена проблеме измерения параметров новых полупроводниковых приборов—терморезисторов с высоким температурным коэффициентом сопротивления (позисторов), как элементов электрических цепей инфразвукового диапазона частот.

Для определения динамических параметров позисторов использованы закономерности переходных процессов. В результате теоретических исследований автором в линейном приближении получены формулы, аналогичные известным формулам для этих же параметров термисторов.

Приводятся результаты экспериментальных исследований первых отечественных позисторов типа СТ5-1 и СТ7-1, которые показывают возможность применения позисторов в качестве бесполярных переменных конденсаторов с большой величиной емкости. Последнее может найти применение в колебательных цепях инфразвукового диапазона частот для создания анализаторов гармоник ИНЧ, фазовращателей ИНЧ, генераторов ИНЧ и т. д.

Статья представляет несомненный интерес для специалистов, работающих в области инфразвуковых частот, а также для специалистов, исследующих терморезисторы как элементы электрических цепей.

Иллюстраций 7, библиографий 6.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
RESEARCH REPORT NO. 100

BY
J. H. GOLDSTEIN AND
R. F. W. WILSON

RECEIVED BY THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
ON FEBRUARY 15, 1954

THIS REPORT CONTAINS THE RESULTS OF
RESEARCH SUPPORTED BY THE
NATIONAL SCIENCE FOUNDATION
UNDER GRANT NUMBER 49-5000

THEORY OF THE
EFFECT OF TEMPERATURE ON
THE RATE OF REACTION

BY
J. H. GOLDSTEIN

RECEIVED BY THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
ON FEBRUARY 15, 1954

THIS REPORT CONTAINS THE RESULTS OF
RESEARCH SUPPORTED BY THE
NATIONAL SCIENCE FOUNDATION
UNDER GRANT NUMBER 49-5000

THEORY OF THE EFFECT OF TEMPERATURE
ON THE RATE OF REACTION

BY
J. H. GOLDSTEIN

RECEIVED BY THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
ON FEBRUARY 15, 1954

THIS REPORT CONTAINS THE RESULTS OF
RESEARCH SUPPORTED BY THE
NATIONAL SCIENCE FOUNDATION
UNDER GRANT NUMBER 49-5000

THEORY OF THE EFFECT OF TEMPERATURE
ON THE RATE OF REACTION

BY
J. H. GOLDSTEIN

RECEIVED BY THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
ON FEBRUARY 15, 1954

THIS REPORT CONTAINS THE RESULTS OF
RESEARCH SUPPORTED BY THE
NATIONAL SCIENCE FOUNDATION
UNDER GRANT NUMBER 49-5000

THEORY OF THE EFFECT OF TEMPERATURE
ON THE RATE OF REACTION

BY
J. H. GOLDSTEIN

RECEIVED BY THE DEPARTMENT OF CHEMISTRY
ON FEBRUARY 15, 1954

THIS REPORT CONTAINS THE RESULTS OF
RESEARCH SUPPORTED BY THE
NATIONAL SCIENCE FOUNDATION
UNDER GRANT NUMBER 49-5000

УДК 621.317.727 : 621 373.029.4

ОПТИКО-МЕХАНИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР
ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ
ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

*Е. Д. Колтик, С. А. Кравченко,
Р. В. Яраловили*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 96.

В статье рассматривается метод воспроизведения детерминированных сигналов инфранизких частот. Описывается один из вариантов реализации метода — оптико-механический генератор, который может быть использован для поверки фазометров и автоматических корреляторов. Приведена методика расчета погрешностей прибора и даны принципиальные схемы его основных узлов. Показано, что временные соотношения между детерминированными сигналами могут устанавливаться от 0 до 360° с погрешностью порядка десятых долей градуса. Приведены результаты экспериментальных исследований отдельных узлов прибора.

Таблиц 1, иллюстраций 6, библиографий 3.

УДК 621.317.772.3.088

К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ
РЕОСТАТНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

С. А. Кравченко

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 107.

В статье рассмотрен вопрос уменьшения погрешностей круговых потенциометрических фазовращателей. Предложена новая методика определения фазовой погрешности, заключающаяся в дифференцировании аппроксимирующей функции распределения потенциала по квадрантам фазовращателя. Новая методика позволяет теоретически определить максимумы погрешности в зависимости от количества потенциало-выравнивающих сопротивлений. Показано, что погрешности, рассчитанные по известной и новой методике, примерно одинаковы. Даны результаты экспериментальных исследований.

Таблиц 1, иллюстраций 3, библиографий 3.

STATE OF NEW YORK
IN SENATE
January 15, 1907.

REPORT OF THE
COMMISSIONERS OF THE LAND OFFICE
IN ANSWER TO A RESOLUTION PASSED BY THE SENATE
MAY 15, 1906.

ALBANY:
J. B. LIPPINCOTT COMPANY,
PRINTERS,
1907.

УДК 621.317.772.3.008

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ НА RC-ЭЛЕМЕНТАХ

Т. Б. Рождественская, Б. М. Хачатуров

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 112.

Статья посвящена вопросам теоретического исследования фазовращателей на RC-элементах.

В результате теоретических исследований получены формулы, позволяющие практически определять погрешности фазовращателя, обусловленные влиянием сопротивления нагрузки, сопротивления источника питания и потерь в конденсаторе. Приводится анализ погрешностей фазовращателя и предлагаются способы их снижения. Выведены формулы для определения основных параметров схемы.

В результате анализа погрешностей фазовращателей на RC-элементах сделан вывод, что при условии выбора оптимальных параметров схемы погрешность 90-градусного сдвига на частоте 20 кГц может быть меньше 0,06°.

Иллюстраций 10, библиографий 5.

УДК 621.317.7.019.3001.24.5

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ ОБРАЗЦОВОЙ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ КОМПЛЕКТНОЙ УСТАНОВКИ

*М. И. Комарова, Я. М. Линденбаум,
А. Б. Татиевский*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 119.

В статье рассматриваются вопросы анализа вероятностного расчета надежности образцовой электроизмерительной установки. Показывается возможность использования 1-ой теоремы Байеса для оценки вероятности безотказной работы установки. Рассчитаны основные количественные характеристики надежности, дающие возможность прогнозировать работу установки в течение срока службы.

Таблиц 1, иллюстраций 1, библиографий 6.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
RESEARCH REPORT NO. 1000

BY
J. H. GOLDSTEIN AND
M. L. HUGGINS
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
UNIVERSITY OF CHICAGO
CHICAGO, ILLINOIS
1958

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
RESEARCH REPORT NO. 1000

BY
J. H. GOLDSTEIN AND
M. L. HUGGINS
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
UNIVERSITY OF CHICAGO
CHICAGO, ILLINOIS
1958

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

В. М. Байков

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 125.

В статье произведен анализ погрешностей трансформаторных делителей напряжения в звуковом и ультразвуковом диапазонах частот.

На основе предложенной эквивалентной схемы трансформаторного делителя произведен расчет погрешностей однокаскадных и многокаскадных делителей. Погрешности однокаскадного трансформаторного делителя условно делятся на два вида: 1) от неидентичности секций и 2) от паразитных связей между секциями (емкостей и сопротивлений изоляции проводов). Погрешности делителя от неидентичности секций вызваны неравенствами следующих параметров секций: собственных индуктивностей, коэффициентов связи, вносимых сопротивлений и индуктивностей вследствие потерь в сердечнике, активных сопротивлений. В статье выведены формулы для расчета этих погрешностей.

В многокаскадных делителях, помимо рассмотренных выше погрешностей, существует погрешность от шунтирования предыдущего каскада последующим и, как показано в статье, определяется в основном индуктивностью рассеяния предыдущего каскада и индуктивностью последующего.

Разработанная методика может быть использована для расчета погрешностей трансформаторных делителей напряжения в звуковом и ультразвуковом диапазонах частот.

Таблиц 1, иллюстраций 8, библиографий 4.

СИНТЕЗ УРАВНОВЕШЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПО ЗАДАННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

И. Я. Клебанов

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 144.

В статье сформулированы две задачи синтеза уравновешенных измерительных мостов переменного тока по заданной или наибольшей чувствительности. Приведено решение первой задачи — определения отклонений от полюсов параметров (полных сопротивлений) генератора и индикатора, допустимых для получения заданной чувствительности. Рассмотрены числовые примеры синтеза, иллюстрирующие предложенную методику.

Иллюстраций 13, библиографий 5.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

PHILOSOPHY DEPARTMENT

1950-1951

PHILOSOPHY 101

PHILOSOPHY 102

PHILOSOPHY 103

PHILOSOPHY 104

PHILOSOPHY 105

PHILOSOPHY 106

PHILOSOPHY 107

PHILOSOPHY 108

PHILOSOPHY 109

PHILOSOPHY 110

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

PHILOSOPHY DEPARTMENT

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

1950-1951

УДК 621.317.733.025

ОБ ОДНОЙ ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА
УРАВНОВЕШЕННЫХ МОСТОВ ПЕРЕМЕННОГО
ТОКА

И. Я. Клебанов

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 155.

Статья представляет собой продолжение работы автора «Синтез уравновешенных измерительных мостов переменного тока по заданной чувствительности».

Приведена методика решения второй задачи синтеза уравновешенных мостов по чувствительности — подбор параметров (полных сопротивлений) плеч моста при заданных полных внутренних сопротивлениях генератора, индикатора равновесия и измеряемого объекта. Рассмотрены числовые примеры использования данной методики синтеза.

Таблиц 1, иллюстраций 13, библиографий 2.

УДК 621.317.32

ЧУВСТВИТЕЛЬНОЕ СРАВНИВАЮЩЕЕ
УСТРОЙСТВО

В. И. Прицкер

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 169.

В статье описан принцип работы и дан анализ чувствительности сравнивающего устройства, содержащего балансный усилитель постоянного тока (УПТ), в выходную цепь которого включен туннельный диод. Рассмотрены основные требования, предъявляемые к параметрам УПТ и туннельного диода.

Показано, что чувствительность сравнивающего устройства может быть значительно увеличена путем взаимной компенсации температурных дрейфов выходного напряжения УПТ и напряжения включения туннельного диода.

Иллюстраций 3, библиографий 5.

УДК 621.317.725.08

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬТМЕТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

*А. И. Буланова, А. З. Векслер, Т. Н. Фалалева,
А. Г. Шестаков*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 176.

В статье приведены результаты исследования вольтметра для измерения среднего значения напряжения переменного тока. Найдены условия, определяющие выбор оптимальных параметров прибора, а также дана оценка основных погрешностей измерения напряжения.

Иллюстраций 6, библиографий 4.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
RESEARCH REPORT NO. 1000
1955

BY
J. H. GOLDSTEIN AND
M. GOLDSTEIN
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
UNIVERSITY OF CHICAGO
CHICAGO, ILLINOIS

RESEARCH REPORT NO. 1000
1955
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
UNIVERSITY OF CHICAGO
CHICAGO, ILLINOIS

RESEARCH REPORT NO. 1000
1955
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
UNIVERSITY OF CHICAGO
CHICAGO, ILLINOIS

УДК 681.142.5

НОВЫЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ
АВТОМАТИЧЕСКИХ КОРРЕЛЯТОРОВ

*Е. Д. Колтик, В. П. Пиастро,
Р. В. Ярашовили*

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 182.

В статье излагается оригинальный метод определения корреляционной функции случайных процессов с любыми законами распределения. Приводится математическое обоснование нового алгоритма вычисления корреляционной функции. Рассматривается блок-схема устройства, реализующая предложенный алгоритм.

Дана предварительная оценка точности прибора и перспективы его применения.

Иллюстраций 3, библиографий 4.

УДК 621.375 : 4014 : 621.383.6 : 535.853.4

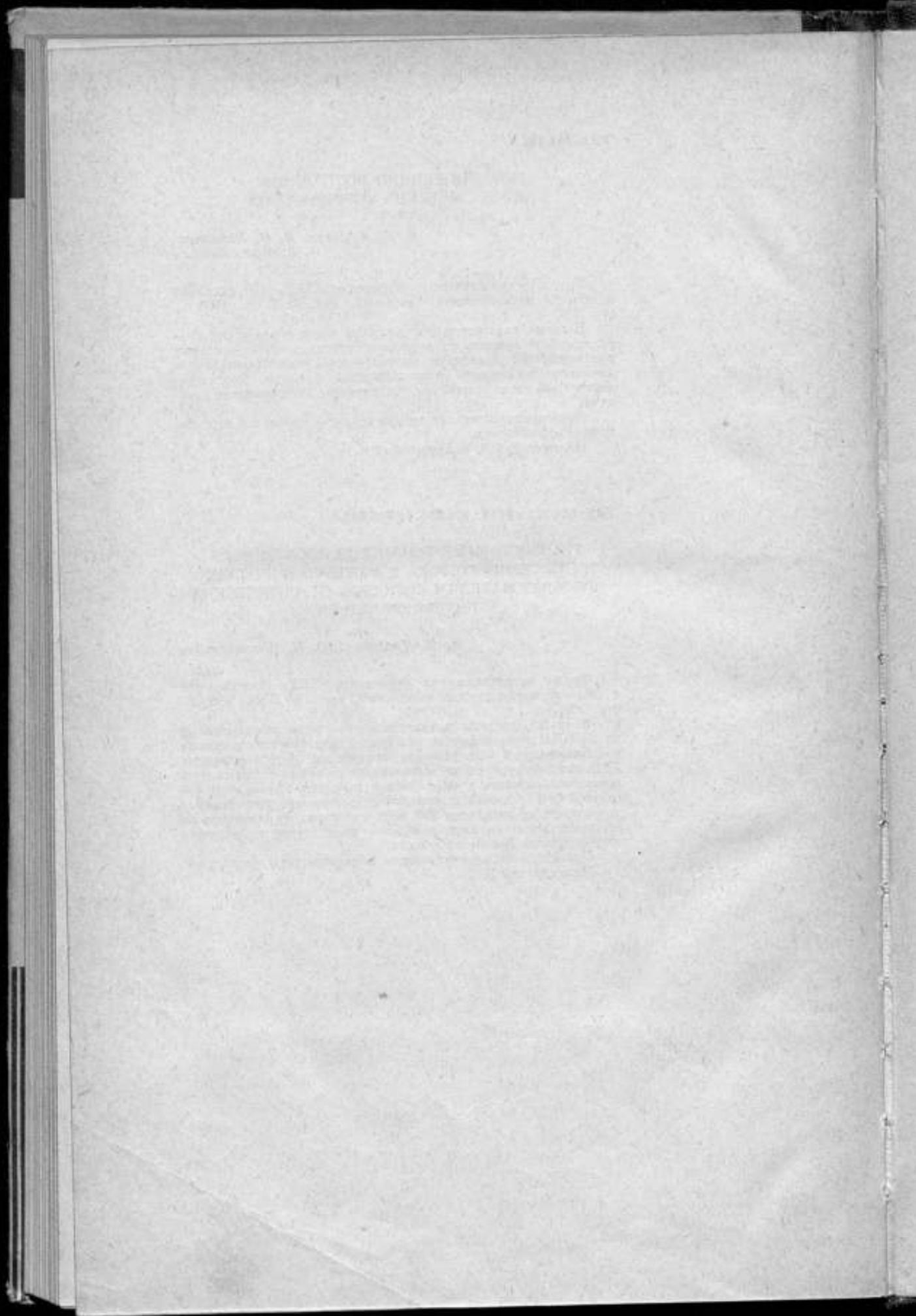
ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО
И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА К ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМ СИГНАЛОВ ОТ ОПТИЧЕСКИХ
ИНТЕРФЕРОМЕТРОВ

М. Я. Дранкин, Ю. Н. Шестопалов

Труды метрологических институтов СССР, Исследования в области электрических измерений, вып. 98 (158), 1968 г., стр. 189.

В статье описаны принципиальные схемы разработанных во ВНИИМ транзисторных усилителей для фотоэлектрических преобразователей сигналов от оптических интерферометров. Транзисторные усилители, выполненные по приведенным схемам, позволяют работать с высокоомной (порядка 10—30 *мом*) нагрузкой фотоэлектронных умножителей; мощность, потребляемая усилителем, не превышает 250 *мвт*, что позволяет размещать их непосредственно на интерферометре, практически не нарушая температурный режим последнего.

Приведены экспериментальные характеристики усилителей. Иллюстраций 3.



**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Труды метрологических институтов СССР

В ы п у с к 98 (158)

Редактор *Н. Н. Александрова*
Техн. редактор *О. Г. Крель*
Корректор *Л. Н. Панина*

Сдано в набор 16/VI 1967 г. Подписано в печать 29/V 1968 г.
М-12533. Формат бумаги 70×108^{1/16}, печ. л. 14,2, уч.-изд. л. 17,25
Тираж 2000 экз. Цена 1 р. 83 к. Заказ 1710

Издательство стандартов
Москва, К-1, ул. Щусева, 4

Ленинградская типография № 6 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Ленинград, ул. Моисеенко, 10

THE HISTORY OF THE
CITY OF BOSTON

FROM THE FIRST SETTLEMENT TO THE PRESENT TIME

BY

JOHN H. COLEMAN

OF THE BOSTON BAR

IN TWO VOLUMES

VOLUME I

BOSTON: PUBLISHED BY

W. B. ALLEN, 100 NASSAU ST.

NEW YORK

1888

Copyright, 1888, by

W. B. ALLEN

MADE IN U.S.A.

Замеченные опечатки

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
32	8-я снизу	25 дел %	25 дел/%
36	Табл. 5, гр. 2	$0,75 \cdot 10 \div 13,5 \cdot 10^{-2}$	$0,75 \cdot 10^{-2} \div 13,5 \cdot 10^2$
123	10-я снизу	$P'(T)$.	$-P'(T)$.
155	Формула (1)	$S_{(Z)}^{(1)}$	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$
156	15-я снизу	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$
158	27-я сверху	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$
165	9-я сверху	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$	$\bar{S}_{(Z)}^{(1)}$

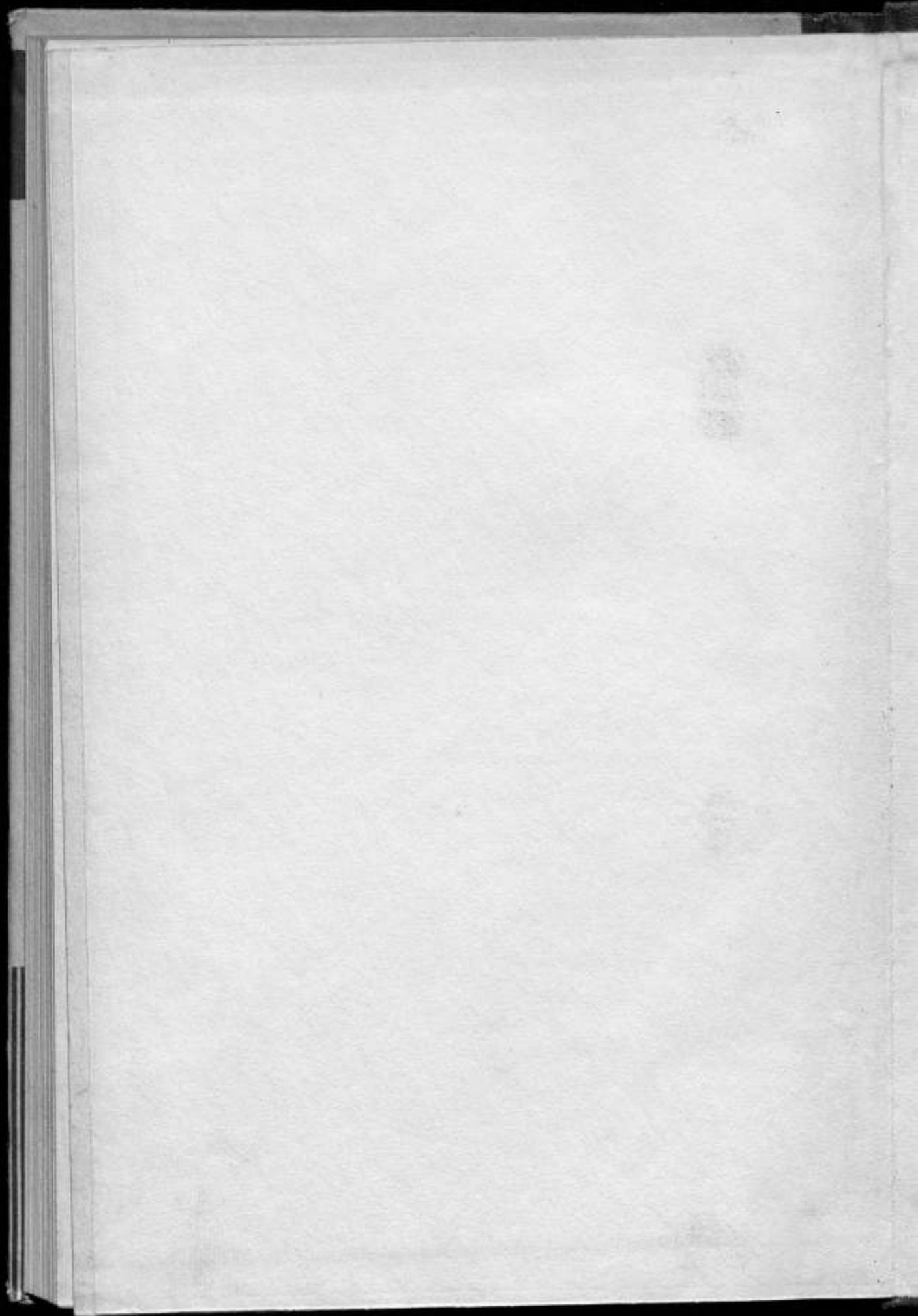
STATE OF CALIFORNIA
DEPARTMENT OF PUBLIC SAFETY

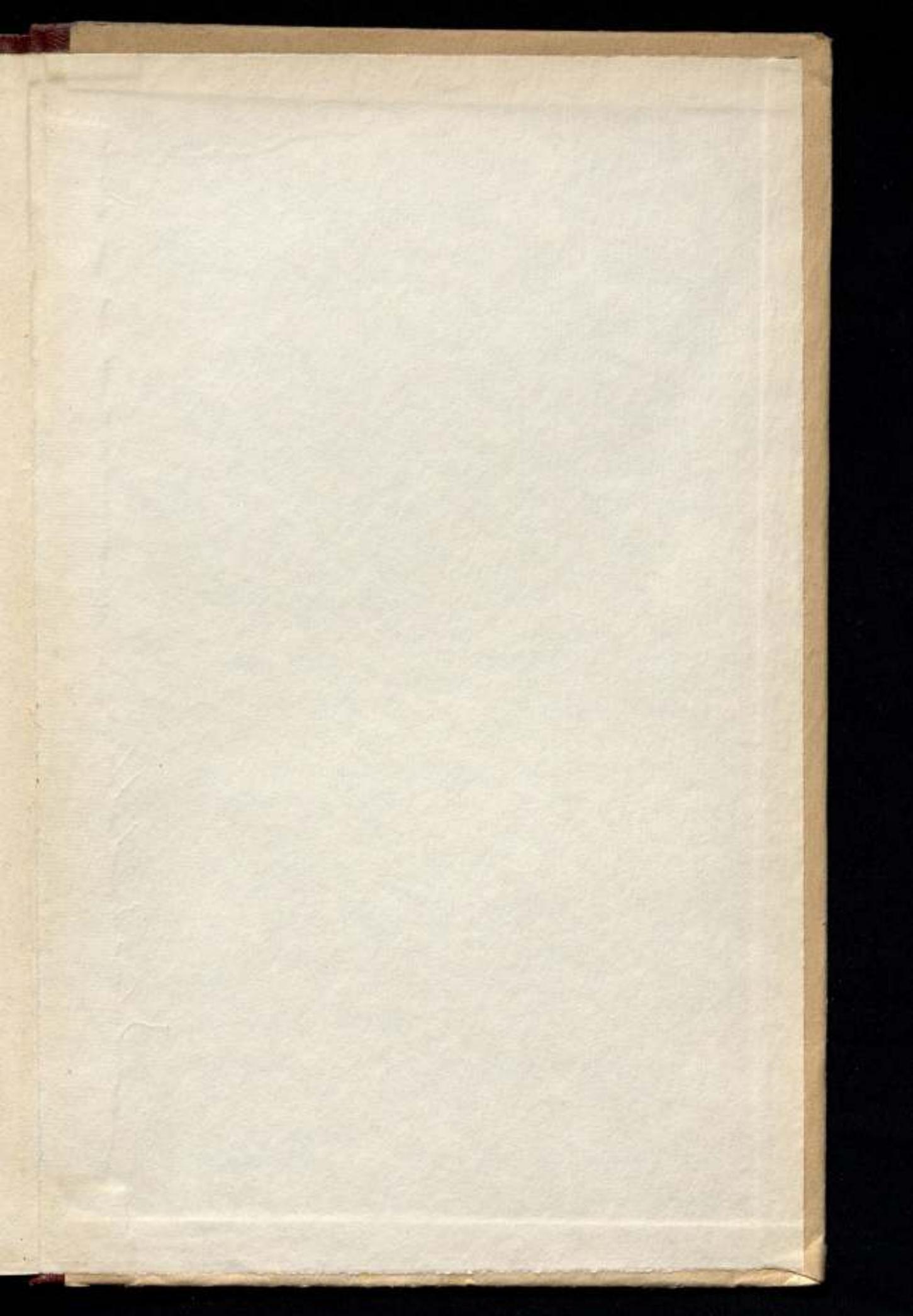
OFFICE OF THE ATTORNEY GENERAL

San Francisco, California

STATE OF CALIFORNIA			
DEPARTMENT OF PUBLIC SAFETY			
OFFICE OF THE ATTORNEY GENERAL			
San Francisco, California			
DATE	DESCRIPTION	AMOUNT	TOTAL
1911
1912
1913
1914
1915
1916
1917
1918
1919
1920
1921
1922
1923
1924
1925
1926
1927
1928
1929
1930
1931
1932
1933
1934
1935
1936
1937
1938
1939
1940
1941
1942
1943
1944
1945
1946
1947
1948
1949
1950
1951
1952
1953
1954
1955
1956
1957
1958
1959
1960
1961
1962
1963
1964
1965
1966
1967
1968
1969
1970
1971
1972
1973
1974
1975
1976
1977
1978
1979
1980
1981
1982
1983
1984
1985
1986
1987
1988
1989
1990
1991
1992
1993
1994
1995
1996
1997
1998
1999
2000
2001
2002
2003
2004
2005
2006
2007
2008
2009
2010
2011
2012
2013
2014
2015
2016
2017
2018
2019
2020
2021
2022
2023
2024
2025
2026
2027
2028
2029
2030

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100





Цена 1 р. 83 к.