

НАУЧНО - ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ
ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО - ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМЕНИ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

19/xii-79

ISSN 0371-957X

**ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 232 (292)



—
88791 m
—



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

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследова-
тельского института метрологии
имени Д. И. Менделеева

м 16728 а

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 232 (292)

Под редакцией д-ра техн. наук Т.Б.Рождественской
и д-ра техн. наук Е.Д.Колтика



Ленинград
"Энергия"
Ленинградское отделение
1979

Сборник посвящен вопросам повышения точности эталонов важнейших электрических величин, образцовых средств высших разрядов и поверочных установок. Рассматриваются возможные пути повышения точности эталонов вольты и ампера на основе применения квантовой интерференции в сверхпроводниках, описывается алгоритм обработки результатов сличения эталонных термопреобразователей тока и напряжения. В ряде статей исследуются методы и описываются новые установки и отдельные приборы для автоматизированной поверки средств измерения, анализируются пути повышения точности и стабильности элементов измерительных установок, исследуются погрешности, вносимые этими элементами.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 232 (292)

Редактор *И.А.Шайкевич*

Художественный редактор *Д.Р.Степанович*

Технический редактор *С.П.Ленхович*

Корректор *С.С.Полигнотова*

Подписано в печать 20.06.79 (набор выполнен в издательстве).
М-31131. Формат 60x90 1/16. Бумага офсетная. Усл.печ. л. 3,5.
Уч.изд. л. 3,88. Тираж 1000 экз. Заказ 425. Цена 40 к.

Ленинградское отделение издательства „Энергия”
191041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Типография ВНИИГ им. Б.Е.Веденеева,
195220, Ленинград, Гжатская ул., 21.

И 30104-129
051 (01)-79 без объявл. 2103000000 © Научно-производственное объединение
Всесоюзный ордена Трудового Красного
Знамени научно-исследовательский ин-
ститут метрологии имени Д.И.Менделеева,
1979

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЭТАЛОНОВ

УДК 535.41:621.317.71.3.088

О.П.Галахова, В.И.Кржимовский,
А.С.Гохнер, П.А.Шмаль

ПРИМЕНЕНИЕ КВАНТОВОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В СВЕРХПРОВОДНИКАХ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ И ХРАНЕНИЯ ВОЛЬТА И АМПЕРА

Во ВНИИМ проводится комплекс работ по переходу на новую систему эталонов единиц электрических величин [1], в которой в абсолютной мере предлагается воспроизводить вольт и фараду, при этом размер ампера будет определяться в абсолютной мере через вольт и ом в соответствии с уравнением связи

$$[I] = \frac{[V]}{[R]}. \quad (1)$$

Размер ома в абсолютной мере определяется по эталону фарады.

Ставится задача значительного повышения точности воспроизведения и передачи вольта и ампера.

Вольт в абсолютной мере предлагается воспроизводить через фундаментальные физические константы (постоянная тонкой структуры, число Авогадро и др.) с помощью эффекта Джозефсона в сверхпроводниках [2], устанавливающего соответствие между напряжением, частотой и квантом магнитного потока, по уравнению связи

$$[V] = [v] \left[\frac{h}{2e} \right]. \quad (2)$$

Разработан комплекс аппаратуры [3], состоящей из меры напряжения на основе эффекта Джозефсона и компаратора, которые обеспечивают передачу размера вольта вторичным средствам измерений. Достигнутая точность характеризуется погрешностью $(1-2) \cdot 10^{-8}$.

Среди наиболее точных методов воспроизведения единицы силы постоянного тока — ампера — необходимо выделить токовые весы и динамометр Пелла [4, 5]. Достигнутая точность воспроизведения с помощью данных устройств характеризуется погрешностью $(6-10) \cdot 10^{-6}$ и, как показывает большой опыт метрологических исследований, дальнейшее существенное повышение точности этих методов затруднено. Передача размера ампера в области переменного тока в настоящее время производится с помощью термопреобразователей. Достигнутая точность характеризуется погрешностью $3 \cdot 10^{-3}$ (ГОСТ 8.183-76). Дальнейшее повышение точности в этой области возможно на базе использования макроскопических квантовых явлений в сверхпроводниках.

Сверхпроводящие преобразователи, основанные на этих явлениях, характеризуются довольно низким уровнем собственных шумов, возможностью идеальной экранировки от электрических и магнитных полей, высоким порогом чувствительности (10^{-11} Вб) [6].

Основные преимущества преобразователей такого рода являются следствием качественно новых явлений, имеющих место при наступлении сверхпроводимости, таких как явление идеального диамагнетизма, квантования магнитного потока, джозефсоновского туннелирования.

Преобразователь, содержащий сверхпроводящее кольцо (рис. 1, а) с одним или двумя джозефсоновскими переходами, получил название сверхпроводящего кван-

тового интерференционного прибора (СКВИД).

Одним из важных свойств СКВИД, который используется для создания компараторных устройств постоянного и переменного тока, является осциллирующая зависимость выходного напряжения преобразователя от величины магнитного потока, индуцированного измеряемым током (рис. 1, а).

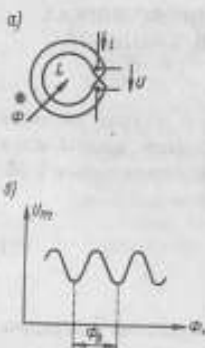


Рис. 1. Сверхпроводящий квантовый интерференционный прибор (СКВИД)

производящей вольт (рис. 3), напряжение на переходе Джозефсона сравнивается с э.д.с. нормального элемента посредством компаратора напряжения, работающего при комнатной температуре. Точность аппаратуры передачи определяется в основном погрешностью компаратора, обусловленной малыми значениями напряжения на переходе Джозефсона, ограниченной чувствительностью гальванометра, а также вариациями термо-э.д.с. в цепях гальванометра, делителя напряжения и переключателей, действием шумов и наличием паразитных резистивных участков. Все эти недостатки могут быть устранены в сверхпроводящем компараторе напряжения. В этом случае можно упростить резистивный делитель, применив для калибровки коэффициента деления сверхпроводящий компаратор постоянного тока (СКПТ) (рис. 4), который одновременно может служить индикатором равновесия [8].

Кроме того, возможно построение схемы (рис. 5), которая использует СКПТ в качестве масштабного преобразователя напряжения [9, 10].

На основе анализа литературных источников [11, 14] оценены основные источники погрешности криогенных компараторов напряжения:

неточность определения коэффициента передачи криогенного делителя с помощью СКПТ с учетом нагрузочного коэффициента сопротивления резисторов — $(0.5 \div 2) \cdot 10^{-6}$;

Используемое в компараторах явление вытеснения магнитного поля из сверхпроводника позволяет отказаться от применения ферромагнитных сердечников. Здесь, так же как и в обычных магнитных компараторах постоянного тока, в одном магнитопроводе, образованном полостью сверхпроводящего экрана, уравниваются два встречных магнитных потока. При этом разность магнитных потоков может равняться нулю или быть кратной кванту потока. При равенстве потоков отношение компарируемых токов обратно пропорционально отношению числа витков в обмотках, создающих потоки (рис. 2).

При использовании в компараторе токов явлений сверхпроводимости и туннельных эффектов удается получить высокую чувствительность индикатора равенства потоков, практически полное равенство потокоосцепления в обмотках отношения, идеальное экранирование и отсутствие паразитных сопротивлений, что обуславливает высокую точность (10^9) воспроизведения масштабного коэффициента по току, сопротивлению или напряжению [7].

Во ВНИИМ исследуются принципы воспроизведения и передачи размеров единиц вольт и ампера с использованием явлений в сверхпроводниках. В установке, воспроизводящей вольт (рис. 3), напряжение на переходе Джозефсона сравнивается с э.д.с. нормального элемента посредством компаратора напряжения, работающего при комнатной температуре. Точность аппаратуры передачи определяется в основном погрешностью компаратора, обусловленной малыми значениями напряжения на переходе Джозефсона, ограниченной чувствительностью гальванометра, а также вариациями термо-э.д.с. в цепях гальванометра, делителя напряжения и переключателей, действием шумов и наличием паразитных резистивных участков. Все эти недостатки могут быть устранены в сверхпроводящем компараторе напряжения. В этом случае можно упростить резистивный делитель, применив для калибровки коэффициента деления сверхпроводящий компаратор постоянного тока (СКПТ) (рис. 4), который одновременно может служить индикатором равновесия [8].

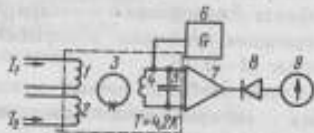


Рис. 2. Блок-схема сверхпроводящего компаратора постоянного тока (СКПТ)

1, 2 — обмотки отношения, имеющие равную взаимную индуктивность со СКВИДом 3, информация с которого снимается с помощью ВЧ-контура 4, 5 и внешней аппаратуры 6, 7, 8. Равенство ампервитков регистрируется нуль-индикатором 9

ограниченная чувствительность сверхпроводящего гальванометра — $(1 \div 2) \cdot 10^{-8}$;

нестабильность напряжения меры Джозефсона — $(2 \div 3) \cdot 10^{-8}$.

Применение квантовой интерференции в сверхпроводниках, как показал анализ, сулит большие преимущества при воспроизведении ампера через вольт и ом. Блок-схема такого комплекса содержит меру напряжения, индикатор равновесия, меру сопротивления и управляемый источник тока. Наиболее точными являются меры напряжений на эффекте Джозефсона. Необходимо учесть, что наиболее точные меры сопротивления имеют значения 0,01; 0,1; 1; 10 и 100 Ом, при номинальной мощности 0,01 Вт (ГОСТ 8.028-75).



Рис. 3. Блок-схема установки с использованием эффекта Джозефсона

1, 2 — источник постоянного тока, питающий переход Джозефсона; 3 — генератор СВЧ; 5 — нуль-индикатор; 6 — нормальный элемент

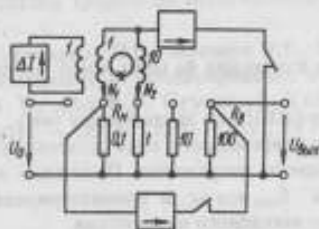


Рис. 4. Криогенный преобразователь напряжения, использующий СКПТ с отношением витков $N_1/N_2 = 1:10$ для калибровки делителя 1:1000 и в качестве нуль-индикатора $U_{\text{вых}}/U_0 = R_4/R_3 = (N_2/N_1)^2$

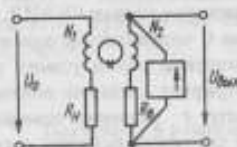


Рис. 5. Криогенный преобразователь напряжения, использующий СКПТ в качестве масштабного преобразователя $U_{\text{вых}}/U_0 = (R_2/R_1)(N_1/N_2)$

Кроме того, наличие термо-э.д.с. в цепях гальванометра и его ограниченная чувствительность обуславливают снижение точности. Поэтому, как показывают расчеты, оптимальным является воспроизведение ампера в диапазоне 0,1–0,01 А.

В связи с этими ограничениями получение силы тока, равной, например, 1 А с погрешностью 10^{-7} , что необходимо для точных измерений в области магнитных величин, на основе использования мер сопротивления и напряжения в значительной степени затруднено. Поэтому передачу значения ампера средствам измерения электрических и магнитных величин в диапазоне 0,01–10 А с погрешностью порядка $(1 \div 5) \cdot 10^{-8}$ целесообразно осуществлять с помощью СКПТ.

Оценка основных источников погрешностей для выбранной блок-схемы имеет следующие значения:

Мера напряжения	$(5 \div 10) \cdot 10^{-8}$
Мера сопротивления	$(1 \div 3) \cdot 10^{-7}$
Термо-э.д.с., наводки, шумы, нечувствительность гальванометра	$(1 \div 5) \cdot 10^{-8}$
Сверхпроводящий компаратор постоянного тока, не более	$(1 \div 5) \cdot 10^{-8}$

Для повышения точности измерения переменных токов используется также явление квантовой интерференции в сверхпроводниках. Так, во ВНИИМ проводится

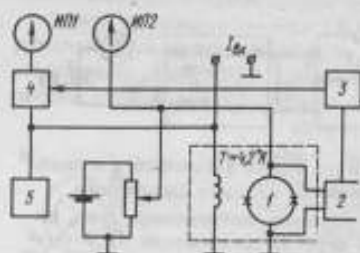


Рис. 6. Блок-схема сверхпроводящего компаратора для измерения амплитудного значения силы переменного тока

работа по созданию компаратора, передающего размер ампера на постоянном токе приборам переменного тока. Исследуется метод компарирования амплитудного значения силы переменного тока с постоянным с помощью сверхпроводящего квантового преобразователя [12, 13]. Причем в качестве преобразователя может быть использован СКВИД с одним или двумя переходами Джозефсона. Блок-схема такого компараторного устройства показана на рис. 6. Основным условием его работы является наличие близкой к синусоидальной зависимости выходного напряжения устройства U от силы входного тока I , т.е.

$$U = U_0 + U_1 \cos\left(\frac{2\pi I}{I_0}\right), \quad (3)$$

где I_0 — приращение тока, необходимого для изменения на один квант магнитного потока в площади кольца СКВИД.

Значение I_0 определяется путем калибровки СКВИД по постоянному току.

При измерении амплитудного значения силы переменного тока отсчетное устройство регистрирует среднюю величину U выходного напряжения. Подставив в уравнение вместо I значение измеряемого тока $I_{изм} \sin \omega t$ и проинтегрировав это выражение за период, получим среднее значение выходного напряжения.

$$\bar{U} = U_0 + U_1 J_0\left(\frac{2\pi I_{изм}}{I_0}\right), \quad (4)$$

которое является функцией Бесселя нулевого порядка. Нетрудно определить $I_{изм}$, зная величину аргумента, при которой функция принимает нулевые значения.

Определение амплитуды измеряемого переменного тока производится установлением нулей функции Бесселя, с использованием методов высокочастотной модуляции и синхронного детектирования.

Использование явлений, возникающих в сверхпроводниках, открывает широкие перспективы повышения точности воспроизведения и передачи размеров единиц электрических и магнитных величин. В ближайшее время можно ожидать повышения на порядок точности воспроизведения вольты и ампера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арутюнов В.О. Основы совершенствования системы эталонов единиц электрических величин. — Измерительная техника, 1974, № 10.
2. Josephson B.D. Possible new effects in superconductive tunnelling. — Physics Letters, 1962, v. 1, No. 7.
3. Горбачевич С.В., Краснов К.А., Мазуров В.П. Аппаратура для контроля стабильности э.д.с. нормальных элементов на основе эффекта Джозефсона. — Измерительная техника, 1976, № 4.
4. Горбачевич С.В. Анализ погрешностей при измерении на токовых весах э.д.с. эталонных нормальных элементов. — Труды ВНИИМ, вып. 38 (98), 1959.

5. Driscall R.L. Measurement of Current with a Pellat-Type Electrodynamometer. — Journal of Research of NBS, 1958, v. 60, No. 4.

6. Лоунасмаа О.В. Принципы и методы получения температур ниже 1 К., М., Мир, 1977.

7. Dziuba R.F., Sullivan D.B. Cryogenic Direct Current Comparators and their Applications. — IEEE Trans Magn., 1975, v. MAG-11, No. 2.

8. Harvey I.K., Collins H.C. Precise Resistance Ratio Measurements Using a Superconducting dc Ratio Transformer. — Rev.Sci.Inst., 1973, v. 44, No. 12.

9. Andreone D. A Novel Cryogenic Voltage Standard. — IEEE Trans. Instr. Meas., 1976, v. IM-25, No. 4.

10. А.с. 468168 (СССР). Потенциометр постоянного тока. Ав.изобрет. К.А.Краснов, В.П.Мазуров — Опубл. в Б.И., 1975, № 5.

11. Harvey I.K. Cryogenic ac Josephson Effect emf Standard Using a Superconducting Current Comparator. — Metrologia, 1976, No. 12.

12. Camper L. Measurement of rf Power and Attenuation Using Superconducting Quantum Interference Devices, NBS, Technical not 643, August, 1973.

13. Гадахова О.П., Француз Э.Т., Шмаль П.А. Использование сверхпроводимости для измерения и компарирования переменных токов. — Metrologia, 1977, № 11.

14. Dziuba R.F. Cryogenic Voltage Comparator System for $2e/h$ Measurements. — IEEE Trans Meas., 1974, v. IM-23, No. 4.

Поступила в редакцию 16.03.78

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ СЛИЧЕНИЯ ЭТАЛОННЫХ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Одним из основных источников погрешности сличения термоэлектрических преобразователей напряжения (ТПН) является нестабильность за время компарирования, вызывающая дрейф термо-э.д.с. ТПН вследствие собственного прогрева и изменений внешней температуры. Для большинства ТПН температурный коэффициент термо-э.д.с. составляет 0,1% на 1°C. При современном уровне эталонных ТПН, погрешность которых не должна на низких частотах превышать 0,001%, требования к стабильности окружающей температуры чрезвычайно высоки и их осуществление представляет весьма сложную задачу.

Значительно проще эту задачу можно решить известными методическими приемами точных измерений, при которых производится два измерения, причем в одном из измерений влияние дрейфа на результат измерения входит с одним знаком, в другом — с противоположным. В результате, полученный как среднее из этих двух измерений, не входит систематическая составляющая погрешности вследствие дрейфа термо-э.д.с. ТПН. Такая методика принята при аттестации ТПН вторичных эталонов. Ниже описываются данная методика, а также алгоритм для составления программы для ЭВМ.

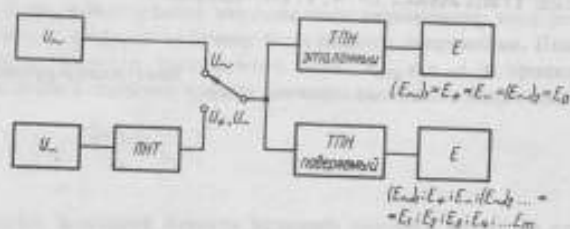


Рис. Структурная схема сличения эталонных термопреобразователей напряжения

U_{\sim} — источник переменного напряжения; U_{-} — многозначная мера постоянного напряжения; ПНТ — переключатель направления тока; E — потенциометр постоянного тока

На рисунке представлена структурная схема сличения эталонных ТПН. Через равные промежутки времени на сличаемые ТПН подают переменное U_{\sim} , постоянное прямой полярности U_{+} , постоянное обратной полярности U_{-} и снова переменное U_{\sim} напряжение. При этом их регулируют так, чтобы термо-э.д.с. E_0 эталонного преобразователя с изученными и известными характеристиками при всех четырех измерениях оставалась неизменной; измеряют также термо-э.д.с. поверяемого преобразователя, т.е. E_{-1} , E_{-2} , E_{-3} и снова E_{-4} .

Погрешность поверяемого преобразователя

* Акнаев Р.Ф., Галахова О.П., Рождественская Т.Б. Методы и средства обеспечения единства измерений напряжения переменного тока. — Измерительная техника, 1976, № 4.

$$\gamma_n = \gamma_0 + \frac{1}{2E_{\text{э}}}\left(\frac{E_{\text{ж}} + E_{\text{н}}}{2} - \frac{E_{+} + E_{-}}{2}\right), \quad (1)$$

где γ_0 — известная погрешность эталонного преобразователя.

Для менее точных измерений, при которых не исключается влияние дрейфа и погрешности от изменения направления постоянного тока в нагревателе, второй член формулы (1) имеет вид (см. споску на стр. ...)

$$\gamma = \frac{1}{2} \frac{E_{+} - E_{-}}{E_{\text{э}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta E}{2E_{\text{э}}}, \quad (2)$$

где E_{+} и E_{-} — термо-Э.Д.С. поверяемого преобразователя соответственно на переменном и постоянном токе при поддержании термо-Э.Д.С. эталонного преобразователя постоянной при обоих видах тока.

Нетрудно заметить, что выражение (2) и второй член выражения (1) получаются из основного уравнения, связывающего входной ток I (или напряжение U) с выходной термо-Э.Д.С. E термопреобразователя

$$E = kI^2 = k \frac{U^2}{R}, \quad (3)$$

где R — сопротивление нагревателя.

Продифференцировав уравнение (3) и перейдя к относительным величинам, характеризующим относительную погрешность, получим

$$\gamma = \frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{2} \frac{\Delta E}{E}. \quad (4)$$

Следует отметить, что показатель аргумента в выражении (3) не строго равен 2, а составляет, как правило, 1,8–2,2. Это означает, что применяемые формулы (1) и (2) при обработке наблюдений создают дополнительную погрешность метода, равную $0,1\gamma$. При значениях γ для эталонных преобразователей порядка $1 \cdot 10^{-4}$ дополнительной погрешностью данного метода без ущерба для точности можно пренебречь.

Как уже отмечалось, термо-Э.Д.С. поверяемого преобразователя измеряется в такой последовательности:

$$E_{-1}, E_{+1}, E_{-2}, E_{+2}, E_{-3}, E_{+3}, E_{-4}, E_{+4}, \dots, E_{-m}. \quad (5)$$

Присвоив каждому члену последовательности соответствующий индекс, перепишем (5) в виде

$$E_1, E_2, E_3, \dots, E_m. \quad (6)$$

Тогда второй член выражения (1) с учетом простейших алгебраических преобразований для какого-либо j -го измерения будет

$$\gamma_j = \frac{(E_i + E_{i+3}) - (E_{i+1} + E_{i+2})}{4E_i}, \quad (7)$$

$$\text{где } i = 1, 4, 7, \dots, m-3. \quad (8)$$

Как видно из (5), (6) и (7), номер измерения j меняется через каждые три члена последовательности E_j . Формула для нахождения номера имеет вид

$$j = \frac{l+2}{3}. \quad (9)$$

Из (8) и (9) найдем общее количество измерений n при m наблюдениях, т.е.

$$n = j_{\text{конечи}} = \frac{l_{\text{конечи}} + 2}{3} = \frac{m - 3 + 2}{3} = \frac{m - 1}{3}. \quad (10)$$

Средний арифметический результат сличения

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \frac{\sum_1^n y_j}{n} = \frac{\sum_1^n \frac{(E_i + E_{i+3}) - (E_{i+1} + E_{i+2})}{4E_i}}{\frac{m-1}{3}} = \\ &= \frac{3}{m-1} \sum_1^{\frac{m-1}{3}} \frac{(E_i + E_{i+3}) - (E_{i+1} + E_{i+2})}{4E_i}. \end{aligned} \quad (11)$$

Оценка среднего квадратического результата сличений

$$\begin{aligned} s &= \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^n (y_j - \bar{y})^2}{n(n-1)}} = \\ &= \sqrt{\frac{\sum_1^{\frac{m-1}{3}} \left[\frac{(E_i + E_{i+3}) - (E_{i+1} + E_{i+2})}{4E_i} - \frac{3}{m-1} \sum_1^{\frac{m-1}{3}} \frac{(E_i + E_{i+3}) - (E_{i+1} + E_{i+2})}{4E_i} \right]^2}{\frac{m-1}{3} \left(\frac{m-1}{3} - 1 \right)}}. \end{aligned} \quad (12)$$

Рассмотренная выше задача решена на ЭВМ. В качестве исходных данных в машину вводятся значения термо-Э.Д.С. и число наблюдений m .

Разработанный алгоритм использовался при обработке результатов исследования и аттестации преобразователей государственного специального эталона и вторичных эталонов переменного напряжения.

Поступила в редакцию 16.03.78

УСТАНОВКА ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ
НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ОТ ЗАДАННОГО УРОВНЯ

Повышение точности измерения действующего значения напряжений при звуковых частотах является весьма актуальной задачей в области электро- и радиоизмерительной техники, автоматики, измерений неэлектрических величин и т.д. В ряде случаев при автоматическом контроле параметров электрических процессов возникает необходимость в одновременном измерении напряжения и регистрации отклонения его от заданного уровня. Разработанная аппаратура обеспечивает измерение напряжения в диапазоне 1,5–150 В при частотах от 400–500 Гц с погрешностью 0,003%, а также измерение отклонения от заданного уровня с погрешностью 0,5% при непрерывной работе в течение 120 ч. при калибровке через каждые 4 ч.

Как показал анализ современных точных методов измерения напряжения, наиболее целесообразно применение электрических компараторов – приборов, в которых осуществляется сравнение измеряемого напряжения переменного тока с эквивалентным ему по действию на измерительный преобразователь напряжением постоянного тока [1]. Последнее может быть измерено с весьма высокой точностью, например потенциометром постоянного тока.

Имеющиеся средства для измерения напряжения переменного тока, основанные на методе компарирования, не обеспечивали выполнение поставленной задачи. При разработке основных элементов аппаратуры – термоэлектрического компаратора, индуктивных делителей, источников опорного напряжения постоянного тока, системы регистрации отклонения напряжения от установленного уровня и ряда вспомогательных элементов были предложены новые и оригинальные решения.

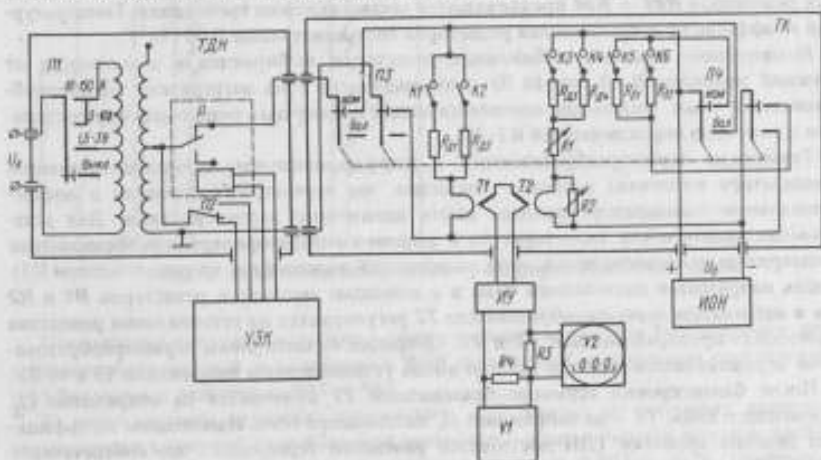


Рис. 1. Принципиальная схема аппаратуры для измерения напряжения переменного тока

Принцип действия разработанной установки поясняется схемой, приведенной на рис. 1. В основу положен метод одновременного сравнения измеряемого напряжения переменного тока U_x с напряжением постоянного тока U_0 с помощью дифференциального термоэлектрического компаратора ТК. В качестве измерительных преобразователей, используемых для сравнения этих напряжений, применены многоэлементные воздушные малогабаритные термопреобразователи $T1$ и $T2$.

Ввиду того, что существующие преобразователи типов ТЭМ и ТВБ [1] не могут обеспечить требуемые характеристики аппаратуры по чувствительности, по стабильности во времени, зависимости э.д.с. от полярности постоянного тока в нагревателе, были разработаны новые воздушные многоэлементные термопреобразователи [2].

Нагреватели термопреобразователей выполнены из микропровода (сплав Н63ГХ) в стеклянной изоляции: 15–20 медно-константановых термопар соединены последовательно в термобатарею; термопреобразователь герметизирован и заключен в металлический термоуравновешивающий экран. При номинальном токе нагревателя 5 мА термо-э.д.с. на выходе термопреобразователя составляет 10–15 мВ, сопротивление нагревателя лежит в пределах 300–500 Ом, сопротивление последовательно соединенных термопар не более 100 Ом, зависимость термо-э.д.с. от полярности постоянного тока в нагревателе менее 0,001%.

В измерительной цепи термокомпаратора нагреватель термопреобразователя $T1$ последовательно с одним из добавочных резисторов $R\delta1$ ($R\delta2$) включен на выход индуктивного делителя напряжения ТДН, ко входу которого подводится измеряемое напряжение переменного тока U_x . Нагреватель термопреобразователя $T2$ включен через добавочный резистор $R\delta3$ ($R\delta4$) на напряжение U_0 источника опорного напряжения (ИОН).

Источник опорного напряжения выполнен на два диапазона напряжений — 3 и 10 В. Поэтому напряжения, подводимые к цепи нагревателя термопреобразователя $T1$ с выхода индуктивного делителя, составляют 3 либо 10 В. Входное измеряемое напряжение регулируется для получения этих значений путем изменения коэффициента деления индуктивного делителя. К точности установления коэффициента деления делителя, к временной и температурной стабильности сопротивлений добавочных резисторов $R\delta1$ — $R\delta4$ предъявляются весьма высокие требования. Температурный коэффициент сопротивления резисторов составляет менее 0,001%/°С.

Номинальные значения добавочных резисторов выбираются в зависимости от значений напряжений (3 или 10 В) и номинального тока нагревателя термопреобразователей 5 мА. Включение соответствующих добавочных резисторов осуществляется с помощью переключателей К3–К6.

Термопары термопреобразователей в дифференциальном термоэлектрическом компараторе включены встречно. Очевидно, что термопреобразователи в дифференциальном компараторе должны иметь идентичные характеристики. Для установления идентичности характеристик в данном компараторе термопреобразователи предварительно балансируются, цепи нагревателей включаются (переключателем П3) в цепь напряжения постоянного тока и с помощью магазинов резисторов $R1$ и $R2$ ток в нагревателе термопреобразователя $T2$ регулируется до установления равенства термо-э.д.с. преобразователей $T1$ и $T2$. Операция балансировки термопреобразователей осуществляется каждый раз при вновь установленном напряжении (3 и 10 В).

После балансировки термопреобразователей $T1$ включается на напряжение U_x переменного тока, $T2$ — на напряжение U_0 постоянного тока. Изменением коэффициента деления делителя ТДН достигается равенство термо-э.д.с., что соответствует равенству подведенных к цепям нагревателей напряжений постоянного и переменного тока. При этом измеряемое напряжение (в вольтах)

$$U'_X = \frac{U'_0}{k_1} \quad (1)$$

где $k_{Д} < 1$ — коэффициент деления индуктивного делителя напряжения; U_0 (3 или 10 В) — напряжение на выходе источника опорного напряжения.

Равенство термо-э.д.с. термопреобразователей фиксируется с помощью цифрового вольтметра В2 постоянного тока типа Р367 кл. 0,1, включенного через предварительный измерительный усилитель. В качестве измерительного усилителя используется микровольтаноамперметр типа Ф128.

Для исключения влияния изменений окружающей температуры термопреобразователи помещены в пассивный воздушный термостат. С целью защиты термопреобразователей от возможных перегрузок разработаны специальные устройства. Защита термопреобразователя Т1 от перегрузки переменным током осуществляется автоматом УЗК. При напряжении на компараторе выше номинального значения на 30–40% срабатывает реле Р автомата защиты и отключает термопреобразователи Т1 от делителя ТДН.

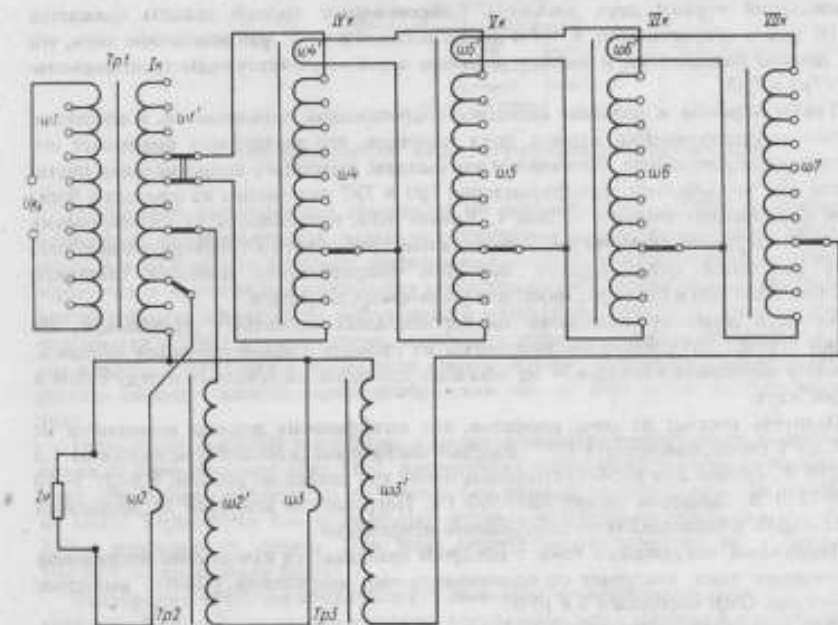


Рис. 2. Принципиальная схема трансформаторного делителя

Постоянство нагрузки источника опорного напряжения при балансировке цепей термопреобразователей и калибровке ИОН достигается включением соответствующих балластных резисторов $R61 - R62$.

К индуктивному делителю напряжения, как одному из основных элементов, определяющих точность разработанной аппаратуры, предъявляются высокие требования, а именно: погрешность его не должна превышать 0,001–0,002%. Особенность использования делителя в данном случае состоит в том, что нагрузкой его является низкоомная цепь — цепь нагревателя термопреобразователя. В зарубежной практи-

ке при использовании термоэлектрических компараторов в сочетании с индуктивными делителями применяется специальный "разгрузочный" делитель для исключения шунтирования измерительного делителя термопреобразователем; это существенно упрощает аппаратуру и процесс измерения. Поэтому при создании данной установки был разработан индуктивный делитель с низкоомным выходом.

Принципиальная схема делителя показана на рис. 2. Делитель выполнен по комбинированной схеме, в которой, кроме обычных автотрансформаторных каскадов, имеются два каскада в виде трансформаторов $Tr2$ и $Tr3$ с коэффициентами трансформации 10:1, включенных на выход делителя. Выходное сопротивление делителя

$$Z_{\text{вых}} = Z_1 + Z_2 + 10^{-2}Z_3 + 10^{-4} \sum_{i=4}^7 Z_i \quad (2)$$

где $Z_1 + Z_n$ — выходное сопротивление $1 + n$ -го каскадов.

Как следует из (2), выходное сопротивление делителя зависит, в основном, от сопротивлений первых двух каскадов. Сопротивление третьей декады снижается в 100 раз, а сопротивление 4 + 7-й декад снижается в 10^4 раз вследствие того, что эти декады подключены к выходу делителя через соответствующие трансформаторы ($Tr2$ и $Tr3$).

Таким образом, в делителе выходное сопротивление определяется, в основном, только сопротивлениями первых двух каскадов, что значительно уменьшает его выходное сопротивление. Дальнейшее уменьшение выходного сопротивления достигается тем, что обмотки трансформаторов $Tr1$ и $Tr2$ выполнены из провода с большим поперечным сечением (3 мм^2). Кроме того, погрешность от шунтирования делителя нагрузкой существенно снижается подстройкой его коэффициента деления.

В результате эквивалентное выходное сопротивление делителя составило 0,02 Ом, что в 100 и более раз ниже, чем у известных делителей.

Каскады делителя выполнены на тороидальных магнитных сердечниках, обмотки первых двух каскадов выполнены из провода с прямоугольным сечением, обмотки остальных каскадов — из обычных проводов, скрученных между собой в общий жгут.

Делитель состоит из семи каскадов, его коэффициент деления изменяется от 0,07 до 1 ступенями через $1 \cdot 10^{-2}$. Входное напряжение делителя изменяется от 1,5 до 150 В, причем для удобства делитель имеет три диапазона работы: 1,5–3; 3–10 и 10–150 В. Диапазон частот 400–500 Гц. Погрешность делителя не превышает 0,001–0,05% в зависимости от измеряемого напряжения.

Напряжение постоянного тока, с которым сравнивается измеряемое напряжение переменного тока, поступает от однозначных мер напряжений (ОМН); выходное напряжение ОМН составляет 3 и 10 В.

ОМН выполнены по трехкаскадной схеме стабилизации, включающей преобразовательный и оконечный стабилизаторы напряжения 10 В и оконечный стабилизатор 3 В, подключенный к выходу стабилизатора 10 В (см. рис. 3). Стабилизаторы выполнены по компенсационной схеме с последовательным включением токорегулирующего транзистора. В качестве ОМН использован параметрический каскадный стабилизатор напряжения на предварительно отобранных прецизионных стабилитронах типа Д818Е. Для повышения стабильности $U_{\text{ом}}$ питание ОМН производится стабилизированным напряжением 10 В.

Суммарный коэффициент стабилизации напряжения при изменении напряжения сети на $\pm 10\%$ превышает 10^6 . Амплитуда пульсаций на выходе ОМН составляет 10–15 мкВ, а при включении в установку — не более 60 мкВ.

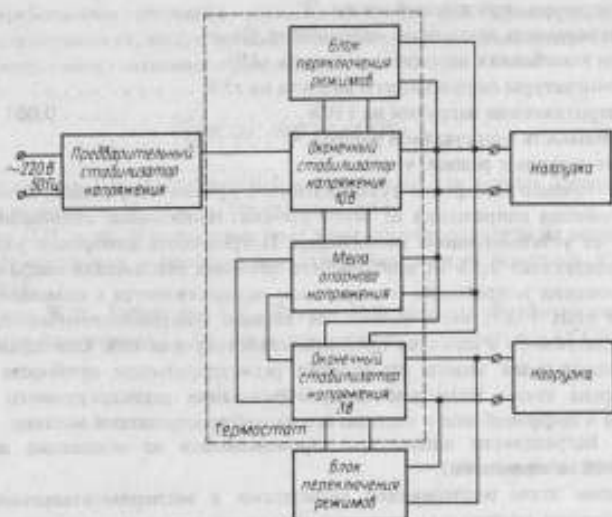


Рис. 3. Схема однозначной меры напряжения постоянного тока

Наибольшей составляющей суммарной нестабильности $U_{\text{вых}}$ ОМН является температурная нестабильность. С целью ее уменьшения оконечные каскады стабилизаторов 3 и 10 В и мера опорного напряжения помещены в специально разработанный термостат, в котором поддерживается температура 20°C с нестабильностью $\pm 0,03^\circ\text{C}$ при колебаниях температуры окружающего воздуха от 15 до 25°C. Для повышения надежности в ОМН введены схемы защиты от коротких замыканий нагрузки. Схемы защиты в сочетании с логической схемой коммутации операций измерений образуют систему защиты термообразователей от перегрузок по постоянному току.

Термостаты для ОМН выполнены с двумя активными контурами на полупроводниковых термобатареях типа ТБ-3. Аналогичные термостаты были разработаны для двух образцовых нормальных элементов 1-го разряда, применяемых при калибровке ОМН. Термостаты для нормальных элементов ТЭН-2 исследовались в течение 250 ч непрерывной работы. При этом нестабильность температуры в диапазоне 10–30°C не превышала $\pm 0,007^\circ\text{C}$.

Калибровка ОМН осуществляется с помощью потенциометра типа Р345, делителя типа Р313 и нормального элемента 1-го разряда через каждые 4 ч непрерывной работы. Аппаратура калибровки ОМН размещена в отдельной стойке.

ОМН имеют блочную конструкцию. Отдельные блоки можно использовать самостоятельно. ОМН выполнены полностью на транзисторах и интегральных схемах с использованием печатных плат. Комплект из двух пар ОМН размещен в основной стойке.

Технические характеристики ОМН

Выходное напряжение, В.	3 и 10
Ток нагрузки, мА	10
Диапазон регуляции выходного напряжения, %	$\pm 0,5$
Нестабильность напряжения за 8 ч работы, %	$\pm 0,0005$ (для 3 В) $\pm 0,0002$ (для 10 В)

Температура окружающей среды, °С	15-25
Нестабильность выходного напряжения, %:	
при колебаниях напряжения сети на ±15%	±0,0001
температуры окружающей среды на ±5%	±0,0002
сопротивления нагрузки на ±10%	0,001-0,002
Длительность непрерывной работы, ч	120
Время выхода в режим, ч	3

Помимо точного измерения установленного уровня напряжения возможно измерение отклонения напряжения от этого уровня. Наибольшее отклонение не превышает 0,5% от установленного напряжения. Погрешность измерения указанного отклонения составляет 0,5% от наибольшего значения отклонения напряжения. Измерение отклонения напряжения от заданного осуществляется с помощью цифрового вольтметра типа Р387, включенного на выходе микровольтианоамперметра типа Ф128, используемого в качестве предварительного усилителя. Одновременно производится непрерывная запись отклонения регистрирующим прибором типа И340. Предусмотрена также возможность преобразования регистрируемого отклонения напряжения в цифровой код с записью его на цифронечатающей машине.

Оценка погрешности аппаратуры производилась на основании исследований погрешностей ее элементов.

На данном этапе исследований расчетными и экспериментальными методами были определены предельные значения относительных погрешностей тех элементов установки, характеристики которых учитываются при вычислении напряжения согласно формуле (1). К таким характеристикам относятся: погрешность компарирования δ_k термоэлектрического компаратора ~0,001%; погрешность δ_0 , обусловленная погрешностью установления напряжения постоянного тока U_0 , ~0,001%; погрешность δ_d , вызванная погрешностью индуктивного делителя напряжения, 0,001%; погрешность $\delta_{ис}$ от нестабильности выходного напряжения источника опорного напряжения за 4 ч непрерывной работы ~0,001%; погрешность δ_i , вызванная погрешностью индуктивного делителя, источника опорного напряжения, термоэлектрического компаратора от изменения температуры в нормальном диапазоне температур 20±2°C, ~0,001%; погрешность δ_y , вызванная нечувствительностью показывающего прибора, по которому устанавливается равенство термо-з.д.с., ~0,0002%.

Эти погрешности можно характеризовать как неисключенные остатки систематических погрешностей. Суммарная остаточная систематическая погрешность [3]

$$\begin{aligned} \delta_z &= 1,4 \sqrt{\delta_k^2 + \delta_0^2 + \delta_d^2 + \delta_{ис}^2 + \delta_i^2 + \delta_y^2} = \\ &= 1,4 \sqrt{0,001^2 + 0,001^2 + 0,001^2 + 0,001^2 + 0,001^2 + 0,0002^2} = \\ &= 1,4 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} = 3,2 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

Исследования установки с помощью эталонных термоэлектрических преобразователей напряжения показали, что ее погрешность не превышает $3 \cdot 10^{-3}$ %. При этом погрешности термоэлектрического компаратора сохраняют свои значения (0,001%) в более широком диапазоне частот - до 20 кГц.

Разработанная установка применяется для точных измерений напряжения и длительных исследований нестабильности выходного напряжения прецизионных источников напряжения и может быть использована также для проверки вольтметров, калибраторов, измерителей нестабильности и др.

Вновь разработанные элементы установки, такие как термпреобразователи высокой чувствительности, индуктивные делители с низким выходным сопротивлением могут иметь самостоятельное применение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рождественская Т.Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. М., Изд-во стандартов, 1964.
2. Галахова О.П. и др. Многоэлементные термпреобразователи на основе микропровода. — Микропровод и приборы сопротивления, вып. 8, Кишинев, Карти Молдовеняскэ, 1971.
3. Кудряшова Ж.Ф., Рабинович С.Г., Резник К.А. Методы обработки результатов наблюдений при измерениях. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 134 (194), 1972.

Поступила в редакцию 16.03.78

АВТОМАТИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ
ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ МАЛЫХ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ $10^{-9} - 10^{-16}$ А

В последнее время большое развитие и, следовательно, применение находят средства измерения в области электротехники. Расширился парк приборов, выпускаемых отечественной промышленностью, значительное распространение получили приборы зарубежных фирм. Готовятся к серийному выпуску новые виды приборов, с помощью которых будут возможны измерения слабых токов на более высоком качественном уровне. Естественно, что к разработке образцовой аппаратуры предъявляются высокие требования не только с точки зрения метрологических параметров, но и с позиций максимальной информативности осуществляемого процесса, которая может быть получена путем автоматизации средств измерения. Очевидно, что использование таких средств позволит увеличить число измерений, улучшить их обработку за счет применения вычислительной техники и, в конечном итоге, снизить случайные погрешности измерения.

Ниже описывается разработанная во ВНИИМ "самоверяемая" мера высшей точности с автоматическим измерением воспроизводимого тока.

В основу описываемой установки [1] положен метод получения выходного тока, использующего генератор линейно изменяющегося напряжения и блок дифференцирующих конденсаторов [2, 3]. При этом выходной ток определяется из соотношения

$$I_{\text{вых}} = C \frac{\Delta U}{\Delta t},$$

где C — емкость одного из конденсаторов блока; $\Delta U/\Delta t$ — изменение во времени напряжения генератора.

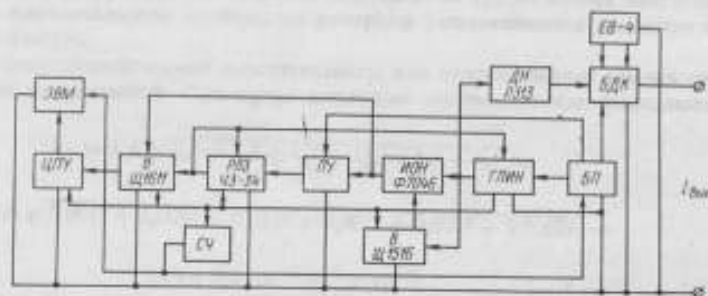


Рис. 1. Функциональная блок-схема установки

При условии, что Δt и C в каждом цикле работы постоянны, $I_{\text{вых}} = k\Delta U$, т.е. воспроизводимый ток пропорционален напряжению, которое образуется на выходе генератора линейно изменяющегося напряжения в конце цикла.

В процессе воспроизведения тока осуществляется автоматическое многократное измерение величины ΔU , а следовательно, и выходного тока установки. При этом в основу положен компенсационный метод, суть которого заключается в компенса-

ции (через определенные промежутки времени) напряжения опорного источника напряжением генератора. Далее приводится подробное описание процесса измерения величины ΔU и принципа действия всей установки в целом.

Функциональная схема установки приведена на рис. 1, а на рис. 2 — эюры напряжений, соответствующие циклам процесса измерения.

Работа установки начинается с включения генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). Напряжение выхода ГЛИН через делитель РЗ13 поступает на выходной блок дифференцирующих конденсаторов (БДК). Это же напряжение компенсирует предварительно установленное напряжение опорного источника $U_{\text{ном1}}$ (рис. 2). Через подготовительный промежуток времени $0 \rightarrow t_1$ (рис. 2), равный приблизительно 10–15 с, в течение которого устанавливаются переходные процессы, происходит полная компенсации напряжения опорного источника напряжением генератора ГЛИН. При этом в момент времени t_1 срабатывает пороговое устройство ПУ (рис. 2, график $U_{\text{пу}}$), которое запускает регулируемую линию задержки РЛЗ, в качестве которой используется частотомер ЧЗ-34, и начинается первый цикл процесса измерения воспроизводимого тока. По достижении времени t_2 сигнал, поступающий с выхода частотомера, останавливает частотомер, прерывает нарастание линейного напряжения ГЛИН и подает команду на цифровой вольтметр Ш1611 для измерения мгновенного напряжения ΔU .

После измерения этого напряжения с вольтметра Ш1611 подается сигнал "конец измерения" на частотомер — для возврата его в исходное состояние, на ГЛИН — для продолжения процесса линейного нарастания напряжения, на счетчик числа измерений, на цифropечатающее устройство Ш68000К — для регистрации напряжения, измеренного вольтметром Ш1611, и на клеммы дистанционного управления цифровым вольтметром Ш1516, измеряющим напряжение, достигнутое ГЛИН с момента его включения. Напряжение $U_{\text{ном2}}$ измеренное вольтметром Ш1516, в коде (с обратным знаком) передается на программируемый источник калиброванного напряжения Ф7046 (рис. 2, график $U_{\text{ном2}}$). Далее весь цикл повторяется сначала. Число измерений $n < 10$ устанавливается оператором. По окончании измерений счетчик числа измерений (СЧ) подает сигнал на блок питания (БП), который возвращает ГЛИН в исходное состояние. На рис. 2 представлен ряд повторяющихся циклов суммарных напряжений генератора и опорного источника, а также вид воспроизводимого выходного тока установки.

Конструктивно установка выполнена в виде двух приборных стоек размерами 1250x1500x700 и 600x1500x600. Основная стойка содержит выходной блок диффе-

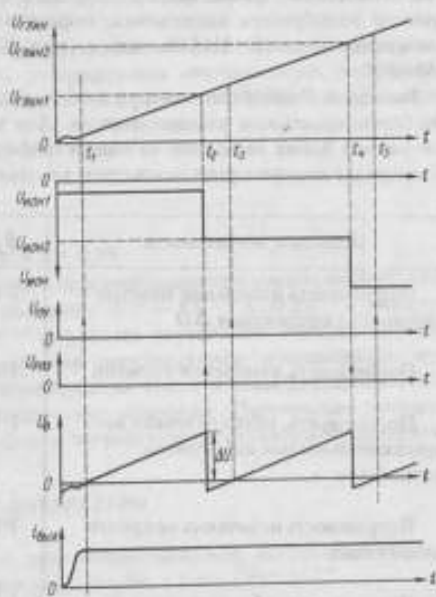


Рис. 2. Графики зависимостей напряжений от времени для различных циклов измерений

ренизирующих конденсаторов, делитель напряжения Р313, пульт управления, цифровой вольтметр Ш1611 и измеритель емкости Е8-4. Пульт управления включает в себя генератор ГЛИН, пороговое устройство, выполненное на операционном усилителе 701МЛ18, и счетчик числа измерений СЧ. Вторая стойка состоит из программируемого калибратора напряжения, цифрового вольтметра с автоматическим переключением пределов Ш1516, частотомера ЧЗ-34 и цифронечтющего устройства Ш68000К.

Выходной блок расположен в литом влагозащитном корпусе со сменными дифференцирующими конденсаторами. Для уменьшения паразитных токов выходной разъем блока выполнен на одном сапфировом изоляторе с малым воздушным объемом и с парафиновым покрытием внутренних частей.

Источник погрешности	$\theta_i, \%$	Примечание
Погрешность измерения компенсирующего напряжения ΔU	$3 \cdot 10^{-3}$	
Погрешность измерения времени	$1 \cdot 10^{-2}$	
Погрешность, обусловленная нечувствительностью порогового устройства	$1 \cdot 10^{-3}$	В диапазоне $10^{-9} - 10^{-14}$ А
Погрешность источника опорного напряжения	$3 \cdot 10^{-3}$	
Погрешность, обусловленная нелинейностью ГЛИН	$1 \cdot 10^{-2}$	
Погрешность, обусловленная делителем напряжения	$1 \cdot 10^{-3}$	В диапазоне $10^{-14} - 10^{-18}$ А
Погрешность, обусловленная нестабильностью емкости стационарных конденсаторов	$1 \cdot 10^{-2}$	В диапазоне $10^{-9} - 10^{-14}$ А
Погрешность, обусловленная измерением емкости регулируемого конденсатора	$3 \cdot 10^{-4}$	В диапазоне $10^{-15} - 10^{-16}$ А

В установке применены два вида дифференцирующих воздушных конденсаторов: образцовые герметизированные, заполненные аргоном, с номинальными значениями 1, 10, 100 и 1000 пФ и конденсаторы, регулируемые специальные с подстройкой к номинальному значению 1 и 10 пФ до 0,01%. Конденсаторы первого вида выполнены по трехэлектродной схеме с изоляцией пластин на сапфире; конденсаторы второго вида — по трехэлектродной схеме. При этом одна из пластин конденсатора закрепляется на изоляторе поверяемого прибора, а другая — на собственном сапфировом изоляторе. Конденсатор имеет грубую и тонкую подстройку за счет ввода экрана между пластинами. Контроль значения емкости конденсатора осуществляется с помощью цифрового измерителя емкости Е8-4. Для уменьшения паразитного

тока за счет ионизации воздушного пространства внутренние части конденсатора покрыты тонким слоем парафина, а воздушный объем снижен до минимальных размеров.

В установке предусмотрен выход на ЭВМ для обработки результатов эксперимента.

Авторами проведен анализ источников погрешностей (см. таблицу), присущих данной установке. При равновероятном распределении составляющих погрешностей θ_i граница исключенной систематической погрешности (НСП) определяется по формуле [4]:

$$\theta = k_{\Sigma} \sqrt{\sum_{i=1}^n \theta_i^2}$$

где $k_{\Sigma} = 1,4$ при доверительной вероятности $\alpha = 0,99$.

Как показал расчет, погрешность воспроизведения токов при уровне паразитного тока $1 \cdot 10^{-12}$ А не превышает 0,05% — в диапазоне 10^{-8} — 10^{-12} А; 0,2% — в диапазоне до 10^{-14} А. В диапазоне 10^{-12} — 10^{-14} А уровень паразитного тока значительно снижается за счет конструктивного решения регулируемого конденсатора, что позволяет обеспечить погрешность воспроизведения токов в этом диапазоне 0,5%.

В настоящее время проводится исследование установки. Полученные экспериментальные данные подтверждают результаты теоретического анализа погрешностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. 575577 (СССР). Устройство для воспроизведения постоянных токов. Авторизобрет. Д.И. Антонова, О.М. Павлов и др. — Оpubл. в Б.И., 1977, № 37.
2. Рождественская Т.Б., Антонова Д.И., Жутовский В.Л. Аппаратура для точного измерения больших сопротивлений, малых постоянных токов и методы ее поверки. М., Издательство стандартов, 1973.
3. Илюкович А.М. Техника электростатометрии, М., Энергия, 1976.
4. Кудряшова Ж.Ф., Рабинович С.Г., Резник К.А. Методы обработки результатов наблюдений при измерениях. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 134 (194), Издательство стандартов, 1972.

Поступила в редакцию 16.03.78

ИССЛЕДОВАНИЕ ДОЛГОВРЕМЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТИ МЕР
ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА СТАБИЛИТРОНАХ ТИПА КС191Р

При создании образцовых мер напряжения на кремниевых стабилизаторах (КС), а также рабочих мер напряжения высшей точности основной задачей является обеспечение временной стабильности напряжения [1].

Наибольшие трудности возникают при обеспечении долговременной стабильности $U_{\text{вых}}$, а также достаточно малой погрешности воспроизведения δ_B значения $U_{\text{вых}}$ меры при повторных включениях после непрерывной работы в течение 6–8 ч. До настоящего времени основным методом повышения временной стабильности $U_{\text{вых}}$ мер на КС является отбор КС по результатам исследования их индивидуальных характеристик [2]. Усовершенствование технологии привело к тому, что у серийных стабилизаторов типа КС191Р согласно техническим условиям нестабильность напряжения U_C за 8 ч составляет 0,002% и 0,005% за 5000 ч. Однако для электрических измерений необходимо создание однозначных мер напряжения с более высокой стабильностью $U_{\text{вых}}$ за 8 ч, 100 ч, 1 месяц и более.

В связи с этим во ВНИИМ были проведены исследования группы из 11 серийных мер опорного напряжения (МОН) на КС191Р, собранных по двухкаскадной схеме параметрической стабилизации напряжения $U_{\text{вых}}$. При этом выходное напряжение меры $U_{\text{вых}}$ равно напряжению стабилизации КС $U_{\text{вых}} = U_C$. Стабилизаторы МОН размещены в активном воздушном термостате при температуре $60 \pm 0,2^\circ\text{C}$. Коэффициент стабилизации $U_{\text{вых}}$ при вариациях напряжения питания меры $K_N \approx 1000$. Питание МОН осуществлялось стабилизированным напряжением $50 \text{ В} \pm 0,2\%$. Температура в помещении поддерживалась в пределах $19-22^\circ\text{C}$. При этом температурная погрешность $U_{\text{вых}}$ не превышала 0,0001%, а нестабильность $U_{\text{вых}}$ МОН, вызываемая нестабильностью напряжения питания, составляла менее 0,0002%. Нестабильностью $U_{\text{вых}}$, вызываемой изменениями тока нагрузки МОН, можно пренебречь вследствие того, что исследуемые меры нагружались на постоянное достаточно большое и стабильное входное сопротивление делителя типа Р313.

Относительные измерения напряжения $U_{\text{вых}}$ мер производились с помощью компенсатора типа Р345 кл.0,001, делителя напряжения типа Р313 кл.0,001 и нормального элемента первого разряда, термостатированного при 20°C с нестабильностью менее $\pm 0,002 \text{ K}$ в термостате типа ТЭН-2 [3]. Перед началом цикла измерений была проведена поверка компенсатора Р345 и делителя Р313, а также учтены поправки на образцовую аппаратуру. Напряжение, измеряемое компенсатором Р345, по своему значению было близко к 1 В. В результате суммарная погрешность измерений уменьшилась примерно на порядок.

Исследования проводились в два этапа. Вначале в течение трех месяцев определялась погрешность воспроизведения δ_B напряжения $U_{\text{вых}}$ при непрерывной работе в течение 8 ч. По результатам наблюдений (см. таблицу) для дальнейших исследований были отобраны девять лучших МОН, у которых значение погрешности $\delta_B < 0,005\%$. Коэффициенты стабилизации исследуемых МОН по входному напряжению K_N лежат в пределах от 766 до 1732, что свидетельствует о значительном разбросе дифференциальных сопротивлений стабилизаторов типа КС191Р. У отобранной группы мер исследовалась нестабильность $U_{\text{вых}}$ за 100 ч непрерывной работы. При этом определялись значения дрейфа $U_{\text{вых}}$ за 100 ч и производилась оценка среднего квадратического отклонения напряжения $U_{\text{вых}}$ относительно полученного значения дрейфа $U_{\text{вых}}$.

Оценка математического ожидания напряжения U_c , В	U_d за 100 ч		S		U_{\max} , В	U_{\min} , В	$\delta_{\text{н}}$, %	$K_{\text{н}}$
	мкВ	$10^{-3}\%$	мкВ	$10^{-3}\%$				
9,378 55	+128	+1,37	34	0,36	9,378 65	9,378 42	0,003	916
8,949 98	+171	+1,92	30	0,33	8,950 07	8,949 82	0,003	1040
9,323 52	+58	+0,62	25	0,26	9,323 54	9,323 41	0,003	957
8,914 62	+363	+4,08	75	0,83	8,914 78	8,914 35	0,0042	1050
9,032 57	+102	+1,14	29	0,32	9,032 64	9,032 45	0,0035	1732
8,964 33	-6	-0,07	18	0,20	8,964 37	8,964 27	0,003	1445
9,069 64	+71	+0,8	19	0,21	9,069 69	9,069 55	0,004	1209
8,935 15	-21	-0,23	24	0,27	8,935 21	8,935 05	0,0032	1281
8,942 83	+81	+0,91	21	0,23	8,942 90	8,942 73	0,0033	766

Как известно, при проведении подобных исследований большую часть времени занимает обработка результатов измерений. Ручная обработка экспериментальных данных — трудоемкая операция, которая ограничивает возможности анализа полученных результатов. Существенно сократить затраты времени и повысить качество отбора КС позволяет обработка массива опытных данных с помощью ЦВМ. При составлении программы предполагалось, что долговременный дрейф напряжения стабилизаторов КС191Р носит монотонный характер, а распределение значений кратковременных отклонений U_c подчиняется нормальному закону [4]. Программа, составленная на языке АЛГОЛ-60, позволяет определить оценку математического ожидания значения напряжения стабилизации U_d (см. рисунок) для нормального закона распределения. Дрейф i -го стабилизатора (в мкВ/ч) определяется по формуле:

$$U_{oi} = \frac{\sum_{j=1}^n (t_j - \bar{t})(U_{ij} - U_d)}{\sum_{j=1}^n (t_j - \bar{t})^2} \cdot 10^{-6}$$



Здесь n — число измерений; U_{ij} — напряжение стабилизации i -го стабилизатора при j -м измерении:

$$\bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n t_j.$$

Массив значений $U_{\text{вых}}$ обрабатывается по методу наименьших квадратов. Оценка значения среднего квадратического отклонения напряжения $U_{\text{вых}}$ вычисляется по формуле:

$$S_i = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (U_{ij} - U_{oi} - U_{oi} t_j)^2},$$

где

$$U_{oi} = \bar{U}_i - U_{oi} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n t_j.$$

Для полной оценки характера изменений напряжения U_i определяются его наибольшие $U_{i \text{ макс}}$ и наименьшие $U_{i \text{ мин}}$ значения. Коэффициент корреляции между значениями дрейфа напряжения U_{di} и оценкой среднего квадратического отклонения S_j для исследуемой группы ($m = 9$) равен

$$r_{\text{к}} = \frac{\sum_{i=1}^m \left(U_{di} - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m U_{dj} \right) \left(S_i - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m S_j \right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^m \left(U_{di} - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m U_{dj} \right)^2 \sum_{i=1}^m \left(S_i - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m S_j \right)^2}}$$

Полученное значение $r_{\text{к}} = 0,898$ свидетельствует о наличии явной зависимости между U_{di} и S_j .

Машинное время обработки результатов исследования по составленной программе при исследовании девяти мер и числе измерений для каждой меры, равном 100, составляет 4 мин.

Анализ группы из 11 мер на стабилизаторах типа КС191Р показывает, что у подавляющего числа КС (семь из девяти) напряжение U_c со временем возрастает (см. рисунок), причем в шести случаях из семи дрейф не превосходит 0,002% за 100 ч; у небольшого числа (у двух из девяти) напряжение U_c со временем незначительно уменьшается (~0,0003%) или становится пренебрежимо малым (~0,0001%); из девяти стабилизаторов у шести дрейф за 100 ч не превосходит 0,001%. Следовательно, возможен отбор стабилизаторов типа КС191Р, у которых долговременная нестабильность менее 0,001–0,0005%. Необходимо также отметить, что машинная обработка результатов наблюдений позволяет существенно повысить не только производительность труда измерителя, но и качество обработки экспериментальных данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Егорычев Л.Н. Параметрические стабилизаторы напряжения. — Измерительная техника, 1973, № 8.
2. Горюнов П.И., Хахамов И.В. Образцовая аппаратура для исследования стабильности и температурного коэффициента кремниевых стабилитронов. — Измерительная техника, 1968, № 1.
3. Термостат для нормальных элементов /Пашкевич Р.Э., Егорычев Л.Н., Асмус В.И. и др. — Измерительная техника, 1975, № 12.
4. Вострокинутов Н.Н., Земельман М.А. Метрологические характеристики точных стабилизаторов напряжения и методика их исследования. — Измерительная техника, 1964, № 1.

Поступила в редакцию 16.03.78

ПРИМЕНЕНИЕ КОНДЕНСАТОРА С БЕСКОНТАКТНЫМ ПОРШНЕМ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ АКТИВНЫХ ПРОВОДИМОСТИ И ПОТЕРЬ

Высокочастотные измерители емкости C и тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$ (или обратной величины — добротности), применяемые для измерения параметров диэлектриков, варикапов и других элементов цепей, в большинстве своем представляют приборы для измерения составляющих комплексной проводимости со следующими диапазонами измерения: по C 1–1000 пФ, по активной проводимости G 10^{-2} – 10^3 мксм, по $\operatorname{tg} \delta$ 10^{-2} – 10^{-1} . Проверка этих приборов по емкости не представляет трудности, однако средства проверки по тангенсу угла потерь отсутствуют.

Во ВНИИМ разработано устройство для получения различных значений полной проводимости емкостного характера с переменной активной составляющей. Поскольку $\operatorname{tg} \delta = G/\omega C$, то, очевидно, при $C = \text{const}$ это устройство воспроизводит переменные значения тангенса угла потерь.

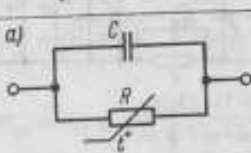
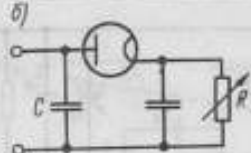

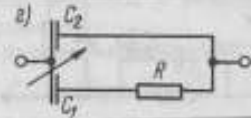
При разработке необходимо было обеспечить следующие условия: неизменность емкости на входе в пределах $\pm 1\%$; плавное изменение активной проводимости и тангенса угла потерь; цена наименьшего деления шкалы тангенса угла потерь — не более $1 \cdot 10^{-4}$; диапазон рабочих частот 1–10 МГц; двухжамная схема включения. Используемые в устройстве элементы должны иметь малую частотную зависимость и быть полностью экранированы.

Самый простой путь создания плавных мер активной проводимости и потерь — применение параллельной или последовательной RC -цепей, в которых элементом сопротивления служит переменный резистор. Однако этот метод практически трудноосуществим из-за наличия большой частотной зависимости активной проводимости резистора и заметных остаточных реактивностей, которые не остаются постоянными при его регулировке. Так, по данным А.Л.Грохольского [1], переменные проволочные резисторы типа СП-1 при частоте несколько мегагерц изменяют свое значение на 10–15%. Меньшей частотной зависимостью обладает переменное сопротивление, выполненное в виде проволочного терморезистора с подогреваемым элементом (см. таблицу, схема *a*), примененное в приборах фирмы "Маркони". Этот принцип имеет ограниченное применение из-за малого коэффициента перекрытия терморезистора по сопротивлению и его существенных остаточных параметров.

Известно также [1] применение вакуумного диода с переменной активной нагрузкой в цепи катода в качестве меры активной проводимости (см. таблицу, схема *b*). Однако приближенность расчетных формул, неидентичность характеристик затрудняет использование "диодной проводимости". Устройство для имитации переменных потерь при постоянной входной емкости [2] представляет конденсатор с диэлектрическим электродом, изготовленным из двух полудисков, материалы которых имеют равную диэлектрическую проницаемость, но разные потери (см. таблицу, схема *в*). Недостаток устройства — трудность подбора материалов.

Наконец, известны устройства, имитирующие переменные значения активной проводимости и тангенса угла потерь при помощи воздушного конденсатора переменной емкости, обладающего по сравнению с другими регулируемыми элементами электрической цепи (резисторами, катушками индуктивности, варикапами) более высокими стабильностью, добротностью и меньшей частотной зависимостью. Среди таких устройств в первую очередь следует выделить различные Т-образные цепи [1, 3], из-за трехжамной схемы включения они не могут быть использованы с приборами, измеряющими параметры заземленных двухполюсников.

Устройства для получения переменных значений активных проводимости и потерь при постоянной емкости на входе

Упрощенная схема	G	$\operatorname{tg} \delta$
<p>a)</p> 	$\frac{1}{R}$	$\frac{1}{\omega RC}$
<p>б)</p> 	$\frac{2}{R}$	$\frac{2}{\omega RC}$
<p>в)</p> 	Эксперимент	$\frac{G_{\text{эксп}}}{\omega C}$
<p>г)</p> 	$\omega^2 RC_1^2$	$\frac{\omega RC_1^2}{C_1 + C_2}$

В созданных во ВНИИМ высокочастотных мерах полной проводимости и потерь переменного значения по двухзажимной схеме включения была выбрана известная схема имитатора, описанная Хойером в 1954 г. [4]. Имитатор (см. таблицу, схема г) содержит последовательно включенные конденсатор переменной емкости и резистор

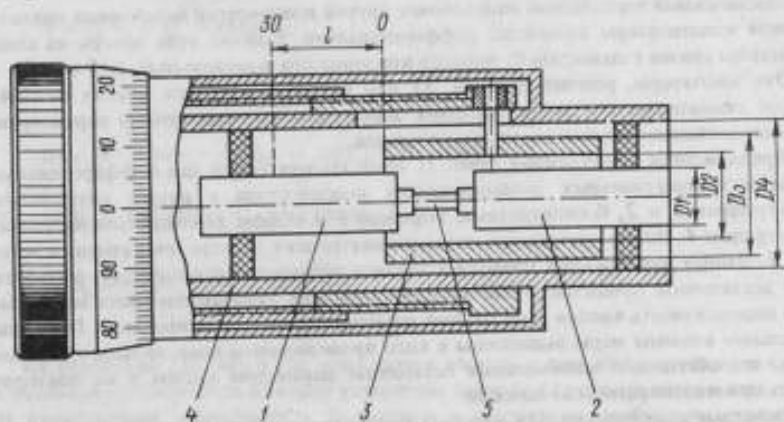


Рис. 1. Конструктивная схема меры активных проводимости и потерь переменного значения

Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема замещения меры активных проводимости и потери переменного значения

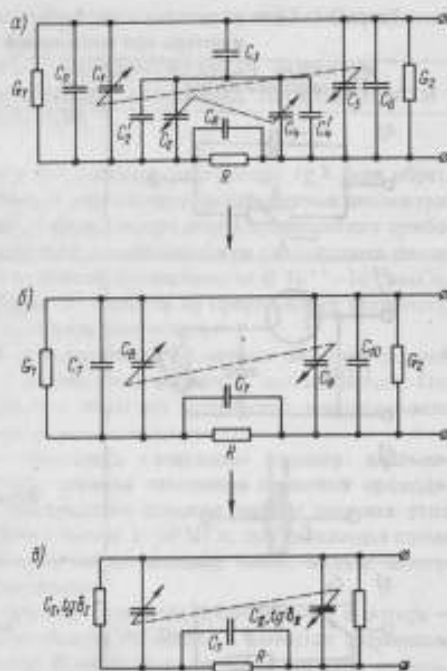
C_0 — нерабочая емкость со стороны отсчетного барабана до отметки "30"; G_1, G_2 — эквивалентные активные проводимости электродов и опорных изоляционных шайб; C_1 — переменная емкость между наружным и первым внутренним электродами, соответствующая длине $l - h$; l и h — полная и переменная глубина перемещения поршня; C_2 — переменная емкость между поршнем и первым внутренним электродом, соответствующая длине h ; C_2' — постоянная емкость между поршнем и первым внутренним электродом при установке поршня в начальное положение ("0"); C_3 — постоянная емкость между поршнем и наружным электродом; C_4 — переменная емкость между поршнем и вторым внутренним электродом, соответствующая длине $l - h$; C_4' — постоянная емкость между поршнем и вторым внутренним электродом при установке поршня в конечное положение ("30"); C_5 — переменная емкость между наружным и вторым внутренним электродами, соответствующая длине h ; C_6 — нерабочая емкость со стороны входа, включающая емкость разъема и не перекрываемую поршнем емкости между наружным и вторым внутренним электродами; R — сопротивление резистора; C_7 — емкость шунтирующий резистор

и подключенный параллельно этой цепи еще другой конденсатор переменной емкости, причем конденсаторы включены дифференциально. Тангенс угла потерь на выходе имитатора связан с емкостью C_1 , первого конденсатора зависимостью $\operatorname{tg} \delta = k C_1^2$

Эти имитаторы, рассчитанные [4, 5] для использования при низких частотах, имеют скользящие контакты, обладают значительными остаточными параметрами и несогласованными клеммными включениями.

Предложенная конструкция (рис. 1) представляет собой два дифференциально-связанных коаксиальных цилиндрических конденсатора с двумя внутренними электродами 1 и 2, бесконтактным поршнем 3 и общим заземленным наружным электродом 4. Между торцевыми стенками внутренних электродов размещен резистор 5. Данная конструкция позволяет снизить частотную погрешность и рассчитать ее с достаточной точностью. Резистор при указанном размещении имеет минимальную индуктивность вводов и не требует дополнительного экранирования. Присоединительные клеммы меры выполнены в виде прецизионного коаксиального соединителя, что обеспечило минимальные остаточные параметры клемм и их повторяемость при многократном включении.

Расчетные соотношения для входных параметров устройства получены на основе анализа его эквивалентной схемы замещения в квазистационарном режиме (рис. 2, а).



После промежуточного преобразования (рис. 2, б, в) схема приводится к виду, совпадающему в принципе со схемой в таблице.

Для емкостей C_I и C_{II} получены следующие выражения:

$$C_I = C_0 + C_{01}l + \frac{C_3 C_{02} l_1}{C_2 + C_{02}(l_n - l_p)} + h \left[\frac{C_3 C_{02}}{C_2 + C_{02}(l_n - l_p)} - C_{01} \right]; \quad (1)$$

$$C_{II} = C_0 + \frac{C_3 C_{02}(l + l_2)}{C_2 + C_{02}(l_n - l_p)} - h \left[\frac{C_3 C_{02}}{C_2 + C_{02}(l_n - l_p)} - C_{01} \right], \quad (2)$$

где

$$C_{01} = \frac{1}{18 \ln \frac{D_4}{D_1}} \quad - \text{емкость } C_1 (C_3) \text{ на единицу длины, пФ/мм};$$

$$C_{02} = \frac{1}{18 \ln \frac{D_2}{D_1}} \quad - \text{емкость } C_2 (C_4) \text{ на единицу длины, пФ/мм};$$

l_n — длина поршня, мм; l_p — длина резистора, мм; l_1 — перекрытие между поршнем и первым внутренним электродом при начальном положении поршня, мм; l_2 — перекрытие между поршнем и вторым внутренним электродом при конечном положении поршня, мм.

Выражения для входных параметров устройства имеют следующий вид:

$$C_{вх} = (C_I + C_{II}) [1 - a(\omega \tau \operatorname{tg} \delta_1' + \operatorname{tg}^2 \delta_1')]; \quad (3)$$

$$G_{вх} = \omega^2 C_I^2 R [1 - (\omega \tau)^2 + 2\omega \tau \operatorname{tg} \delta_1'] + G_1 + G_2; \quad (4)$$

$$\operatorname{tg} \delta_{вх} = a^2 \operatorname{tg} \delta_{вх} [1 - (\omega \tau)^2 - (2 - a)\omega \tau \operatorname{tg} \delta_1' + a \operatorname{tg}^2 \delta_1'] + a \operatorname{tg} \delta_1 + (1 - a) \operatorname{tg} \delta_2; \quad (5)$$

где

$$a = \frac{C_I}{C_I + C_{II}}; \quad \operatorname{tg} \delta_1' = \omega R C_I; \quad \tau = R C_I;$$

$$\operatorname{tg} \delta_{вх} = \omega R (C_I + C_{II}) = \operatorname{const};$$

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{G_1}{\omega C_I}; \quad \operatorname{tg} \delta_2 = \frac{G_2}{\omega C_{II}};$$

На основании (1), (4) и (5) приходим к выводу о том, что тангенс угла потерь и активная проводимость на входе устройства связаны с глубиной погружения поршня квадратичной зависимостью. Выражения в квадратных скобках по отношению к единице являются величинами второго порядка малости. Действительно, при $\operatorname{tg} \delta_{вх} < 0,1$ всегда $\operatorname{tg} \delta_1' < 0,1$, поэтому, если пренебречь $\operatorname{tg}^2 \delta_1'$, то погрешность будет всегда меньше 1%. Как показывает анализ, C_3 имеет максимальное значение

равное $0,25(C_1 + C_{11})$, при $C_1 = C_{11}$. Тогда $\omega\tau < 0,025$; $(\omega\tau)^2 < 0,006$, а $\omega\tau \operatorname{tg} \delta_1' < 0,001$.

Пренебрегая величинами второго порядка малости, а также полагая $\operatorname{tg} \delta_1 = \operatorname{tg} \delta_2 = \operatorname{tg} \delta_0$ (при идегичном выполнении обеих частей дифференциального конденсатора), выражения для входных параметров устройства можно записать в упрощенном виде

$$C_{вх} = C_1 + C_{11}; \quad (6)$$

$$G_{вх} = \omega^2 RC_1 + \omega C_{вх} \operatorname{tg} \delta_0; \quad (7)$$

$$\operatorname{tg} \delta_{вх} = a^2 \operatorname{tg} \delta_M + \operatorname{tg} \delta_0. \quad (8)$$

Для проверки выведенных соотношений разработано устройство со следующими параметрами: $C_{вх} = 100$ пФ, $R = 30$ Ом, $\operatorname{tg} \delta_0 = 1 \cdot 10^{-4}$ при частоте 1 МГц, $C_1 = 16 \pm 73$ пФ, что соответствует изменениям $\operatorname{tg} \delta_{вх}$ от $6 \cdot 10^{-4}$ до 10^{-1} и от $6 \cdot 10^{-2}$ до 10^{-1} при частотах 1 и 10 МГц. Изменения $G_{вх}$ при тех же частотах составляют 0,4–7 мксм и 40–700 мксм.

Экспериментальное исследование проведено на частоте 1 МГц при помощи таких средств измерений, как установка мостовая УМЕ-11А с трехзакимной схемой включения (погрешность измерения $\Delta \operatorname{tg} \delta = 0,01 \operatorname{tg} \delta - (0,5 \pm 1) \cdot 10^{-4}$); автоматический мост с цифровым отсчетом МЦЕ-7ПА с трехзакимной схемой включения ($\Delta \operatorname{tg} \delta = 0,05 \operatorname{tg} \delta + 2 \cdot 10^{-4}$); куметр Е4-7 (по расчету $\Delta \operatorname{tg} \delta = (0,06 \pm 0,12) \operatorname{tg} \delta$). Присоединение устройства с двухзакимной схемой включения к трехзакимным мостам производилось при помощи специального "беспотерьного" переходника. Результаты исследования, приведенные на рис. 3, свидетельствуют об удовлетворительном совпадении расчетных и экспериментальных данных в пределах погрешности средств измерений.

Таким образом, устройство может быть принято за основу при создании мер активных проводимости и потерь, необходимых для проверки высокочастотных измерителей малых полных проводимостей.

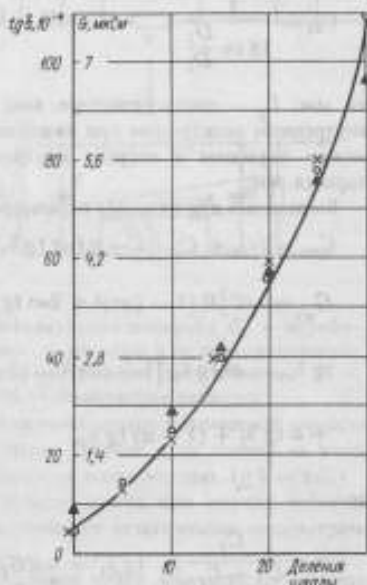


Рис. 3. Результаты исследования меры активных проводимости и потерь переменного значения
 ○ — прибор УМЕ-11А; ▲ — МЦЕ-7ПА;
 × — Е4-7

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грохольский А.Л. Измерители добротности — куметры. Новосибирск, Наука, Сиб.отд. АН СССР, 1966.
2. Кугаевский А.Ф. Измерение параметров ферромагнитных материалов на высо-

ких частотах. М., Издательство стандартов, 1973.

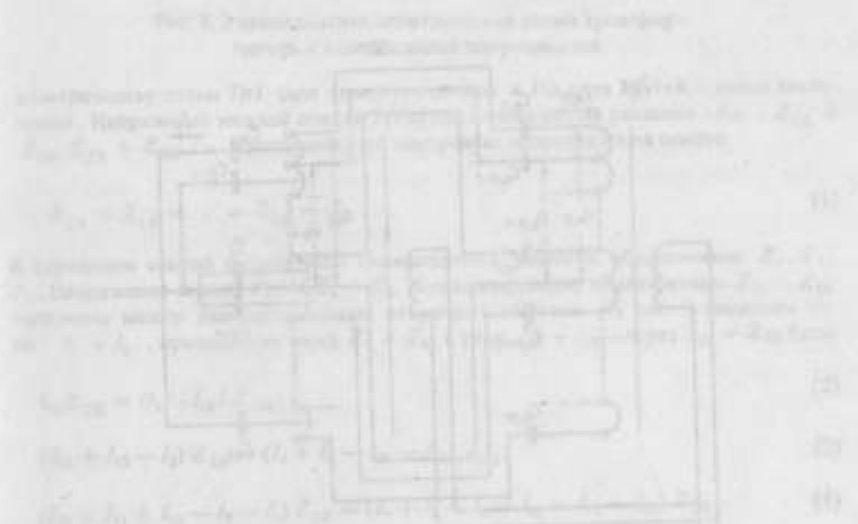
3. Клионский М.Д. Имитатор тангенса угла потерь с линейной шкалой. В сб.: "Исследования в области электрических измерений". - Труды метрологических институтов СССР, вып. 154 (214), М., Издательство стандартов, 1976.

4. Hoyer H. Verlustwinkel normale und verlustwinkel variatoren. Archiv für Elektrotechnik, XLI Band Heft 6, 1954.

5. Licznernski B. Wzorce tangensa kata strat kondensatorow o parametrach RC skupionych i rozlozonych. Rozprawy elektrotechniczne, t. XIV, z. 4, 1968.

6. А.с. 349957 (СССР). Устройство для воспроизведения тангенса угла потерь. Авт.изобрет. М.Д.Клионский, И.Н.Кротков, Г.Н.Циклаури - Оpubл. в Б.И., 1972, № 26.

Поступила в редакцию 16.03.78



Устройство для воспроизведения тангенса угла потерь. Выходные напряжения U_1 и U_2 связаны соотношением $U_1 = U_2 \cdot \frac{R_1 + j\omega C_1}{R_2 + j\omega C_2}$. Аналогично, $U_2 = U_1 \cdot \frac{R_3 + j\omega C_3}{R_4 + j\omega C_4}$. Следовательно, $U_1 = U_2 \cdot \frac{R_1 + j\omega C_1}{R_2 + j\omega C_2} \cdot \frac{R_3 + j\omega C_3}{R_4 + j\omega C_4}$. При выборе параметров $R_1, C_1, R_2, C_2, R_3, C_3, R_4, C_4$ можно получить требуемое значение тангенса угла потерь. Выходные напряжения U_1 и U_2 связаны соотношением $U_1 = U_2 \cdot \frac{R_1 + j\omega C_1}{R_2 + j\omega C_2}$. Аналогично, $U_2 = U_1 \cdot \frac{R_3 + j\omega C_3}{R_4 + j\omega C_4}$. Следовательно, $U_1 = U_2 \cdot \frac{R_1 + j\omega C_1}{R_2 + j\omega C_2} \cdot \frac{R_3 + j\omega C_3}{R_4 + j\omega C_4}$. При выборе параметров $R_1, C_1, R_2, C_2, R_3, C_3, R_4, C_4$ можно получить требуемое значение тангенса угла потерь.

КОМПЕНСАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ОТНОШЕНИЙ

Известно, что погрешности трансформаторов отношений (ТО) определяются, в основном, межвитковыми емкостями, индуктивностями рассеяния и активными сопротивлениями вторичных обмоток ТО [1]. В работе [2] показано, что межвитковые емкости можно заменить сравнительно небольшим числом эквивалентных емкостей, что существенно упрощает анализ погрешностей.

Для индуктивных делителей напряжения ИДН — устройств, близких по конструкции и назначению к ТО, — известен способ уменьшения погрешностей посредством выравнивания токов в секциях обмотки при помощи конденсаторов, подключаемых к секциям [3]. Однако при применении упомянутого способа к ТО существенно возрастают токи в первичной и вторичной обмотках, что нежелательно по многим причинам: снижается резонансная частота ТО, уменьшается входное сопротивление, увеличиваются потери в обмотках и др.

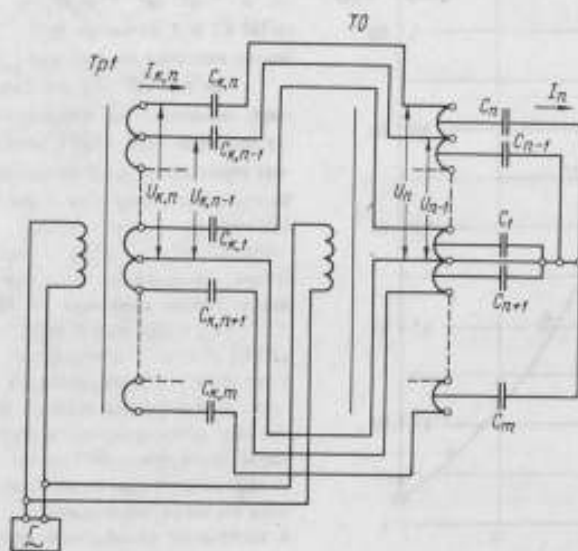


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема трансформатора с компенсацией погрешностей

Погрешности ТО, вызванные межвитковыми токами, можно уменьшить практически до нуля путем пропускания по вторичным обмоткам противотоков от вспомогательного источника напряжения [4]. Для этого необходимы вспомогательный трансформатор и конденсаторы. На рис. 1 показана схема включения ТО, вспомогательного трансформатора $Tr1$ и конденсаторов $C_{k1} - C_{km}$. Конденсаторы $C_1 - C_m$ эквивалентные межвитковые емкости вторичной обмотки ТО. Трансформатор $Tr1$ имеет такое же число секций вторичной обмотки, как и ТО. Напряжения на секциях $Tr1$ должны быть больше напряжений секций ТО. На рис. 2 дана эквивалентная

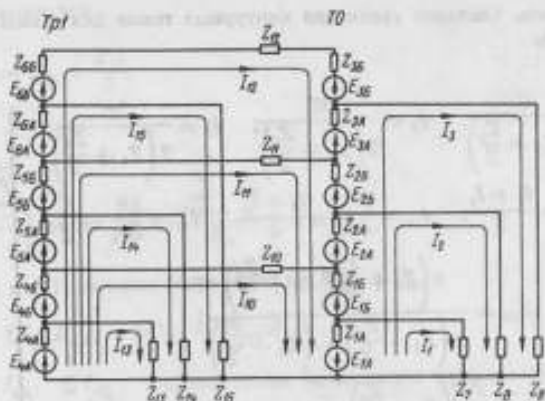


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема трансформатора с компенсацией погрешностей

электрическая схема $Tr1$ (для одной половины) и $T0$ (для другой — схема аналогична). Напряжение каждой секции $T0$ представлено двумя равными э.д.с. — $E_{1A} + E_{1B}$, $E_{2A} + E_{2B}$, ... Принимаем, что внутренние сопротивления секций

$$Z_{1A} = Z_{1B} = \dots = Z_{3B} = Z_0 \quad (1)$$

К серединам секций подключены эквивалентные емкости, обозначенные Z_7, Z_8, Z_9 . Напряжения секций $Tr1$ — $E_1 + E_2$. Компенсирующие конденсаторы $Z_{10} + Z_{12}$ включены между выводами секций вторичных обмоток. На рис. 2 показаны токи $I_1 + I_2$, проходящие через $Z_7 + Z_9$, и токи $I_{10} + I_{12}$ — через $Z_{10} + Z_{12}$. Если

$$I_{12} Z_{3B} = (I_2 - I_{12}) Z_{3A}; \quad (2)$$

$$(I_{11} + I_{12} - I_2) Z_{2B} = (I_2 + I_2 - I_{11} - I_{12}) Z_{2A}; \quad (3)$$

$$(I_{10} + I_{11} + I_{12} - I_2 - I_1) Z_{1B} = (I_1 + I_2 + I_2 - I_{10} - I_{11} - I_{12}) Z_{1A}. \quad (4)$$

то напряжения на Z_{1A} и Z_{1B} , Z_{2A} и Z_{2B} , Z_{3A} и Z_{3B} будут одинаковыми и противоположными по знаку. В этом случае вторичная обмотка $T0$ не будет иметь погрешностей от межвитковых емкостей.

Необходимо определить величины Z_{10}, Z_{11}, Z_{12} , при которых условия (2) — (4) будут одновременно выполняться. При этом для упрощения расчетов $Z_{4A} \rightarrow Z_{6B}$ пренебрегаем и принимаем, что

$$E_1 = E_2 = E_3 = 2E_1 = 2E_2 = 2E_3 = 2E, \quad (5)$$

где

$$E_1 = E_{1A} + E_{1B}; \quad E_2 = E_{2A} + E_{2B}; \quad E_3 = E_{3A} + E_{3B}.$$

Далее будет показано, что влияние $Z_{4A} \rightarrow Z_{6B}$ на распределение током можно по-

ностью исключить. Составив уравнения контурных токов для схемы рис. 2 и решив их, получим

$$\left. \begin{aligned}
 I_1 &= \frac{E}{2\left(Z_7 + \frac{Z_0}{2}\right)}, & I_2 &= \frac{3E}{2\left(Z_8 + \frac{Z_0}{2}\right)}, & I_3 &= \frac{5E}{2\left(Z_9 + \frac{Z_0}{2}\right)}; \\
 I_{10} &= \frac{E}{Z_{10}} = \frac{I_2 + I_1}{2}, & I_{11} &= \frac{2E}{Z_{11}} = \frac{I_2 + I_3}{2}, & I_{12} &= \frac{3E}{Z_{12}} = \frac{I_3}{2}; \\
 Z_{10} &= \frac{4\left(Z_8 + \frac{Z_0}{2}\right)\left(Z_7 + \frac{Z_0}{2}\right)}{3\left(Z_7 + \frac{Z_0}{2}\right) + \left(Z_8 + \frac{Z_0}{2}\right)}, \\
 Z_{11} &= \frac{8\left(Z_9 + \frac{Z_0}{2}\right)\left(Z_8 + \frac{Z_0}{2}\right)}{5\left(Z_9 + \frac{Z_0}{2}\right) + 3\left(Z_8 + \frac{Z_0}{2}\right)}, & Z_{12} &= \frac{12\left(Z_9 + \frac{Z_0}{2}\right)}{5}
 \end{aligned} \right\} (6)$$

где $2Z_0$ — внутренние сопротивления секций трансформатора ТО.

При числе секций n (см. рис. 1) токи и проводимости будут:

$$\left. \begin{aligned}
 I_n &= \left(U_n - \frac{U_c}{2}\right) Y_n; & I_{n-1} &= \left(U_{n-1} - \frac{U_c}{2}\right) Y_{n-1}; \\
 I_{k,n} &= (U_{k,n} - U_n) Y_{k,n}; & I_{k,n-1} &= (U_{k,n-1} - U_{n-1}) Y_{k,n-1}; \\
 I_{kn} &= \frac{I_n}{2}; & I_{km} &= \frac{I_m}{2}; & I_{k,n-1} &= \frac{I_n + I_{n-1}}{2}; \\
 I_{k,n-2} &= \frac{I_{n-1} + I_{n-2}}{2}; \\
 Y_{k,n} &= \frac{\left(U_n - \frac{U_c}{2}\right) Y_n}{2(U_{k,n} - U_n)}; & Y_{k,n-1} &= \frac{\left(U_n - \frac{U_c}{2}\right) Y_n - \left(U_{k,n-1} - \frac{U_c}{2}\right) Y_{k,n-1}}{2(U_{k,n-1} - U_{n-1})};
 \end{aligned} \right\} (7)$$

здесь m и n относятся к крайним секциям; U_c — напряжения секций ТО;

$$Y_n = \frac{1}{Z_n + \frac{Z_0}{2}}; \quad Y_{n-1} = \frac{1}{Z_{n-1} + \frac{Z_0}{2}}$$

С учетом сопротивлений (см. рис. 2)

$$Z_{4A} = Z_{4B} = \dots = Z_{6B} = Z_{00} \quad (8)$$

токи I_{10} , I_{11} , I_{12} будут иметь другое, чем в (6), значение, т.е. I_{10A} , I_{11A} , I_{12A} . Будем считать, что

$$Z_{10} \ll Z_{10}, Z_{11}, Z_{12}. \quad (9)$$

Принимая также, что

$$Z_{13} = Z_{14} = Z_{15} \approx \frac{Z_{10}}{2}, \quad (10)$$

а токи

$$I_{13} = \frac{\sum_{n=4A}^{6A} E_n}{Z_{13}}; \quad I_{14} = \frac{\sum_{n=4A}^{5A} E_n}{Z_{14}} \quad \text{и т. д.} \quad (11)$$

С учетом (6) и (11) падения напряжений на $Z_{4A} \dots Z_{6B}$

$$\Delta U_{4A} = \Sigma I_{4A} Z_{4A}; \quad \Delta U_{4B} = \Sigma I_{4B} Z_{4B},$$

где $\Sigma I_{4A}, \Sigma I_{4B}$ — сумма токов, проходящих через соответствующее сопротивление.

С учетом падения напряжений $\Delta U_{4A}, \dots, \Delta U_{6B}$ получаем

$$I_{10A} = \frac{E - \Delta U_{4A} - \Delta U_{4B}}{Z_{10}}; \quad I_{11A} = \frac{2E - \sum_{n=4A}^{5B} \Delta U_n}{Z_{11}}; \quad I_{12A} = \frac{3E - \sum_{n=4A}^{6B} \Delta U_n}{Z_{12}} \quad (12)$$

Выражение (12) можно представить в более удобном для анализа виде, т.е. заменим ΔU на $Z_{10} + Z_{12}$ и Z_{00} .

Принимая во внимание (8), имеем

$$\begin{aligned} \sum_{n=4A}^{6B} \Delta U_n &= (\Sigma I_{4A} Z_{4A} + \dots + \Sigma I_{6B} Z_{6B}) = \\ &= Z_{00} I_{12} \left(\frac{\Sigma I_{4A}}{I_{12}} + \dots + \frac{\Sigma I_{6B}}{I_{12}} \right). \end{aligned} \quad (13)$$

Обозначив

$$\left(\frac{\Sigma I_{4A}}{I_{12}} + \dots + \frac{\Sigma I_{6B}}{I_{12}} \right) = p$$

и приняв

$$\sum_{n=4A}^{6B} \Delta U_n \ll \sum_{n=4A}^{6B} E_n, \quad (14)$$

запишем

$$\sum_{n=4A}^{6B} \Delta U_n = Z_{00} \frac{3E}{Z_{12}} p. \quad (15)$$

Подставив (15) в (12), будем иметь

$$I_{12A} = \frac{3E}{Z_{12A}}.$$

Здесь

$$Z_{12A} = Z_{12} \left(1 + \frac{Z_{00}}{Z_{12}} \rho \right); \quad (16)$$

$Z_{00} \rho / Z_{12}$ — отношение выходного сопротивления трансформатора $Tr1$ к его внешней нагрузке. Из выражения (6) с учетом (16) можно определить компенсирующее сопротивление.

$$Z_{12} = 2,4Z_0 + 1,2Z_{00} - Z_{00}\rho; \quad (17)$$

где

$$Z_0 = r_0 + j\omega l_0; \quad Z_{00} = r_{00} + j\omega l_{00};$$

r_0, r_{00} — активные сопротивления секций Т0 и $Tr1$;

l_0, l_{00} — индуктивности рассеяния секций;

$Z_0 = 1/j\omega C_0$ — чисто емкостное сопротивление.

Следовательно,

$$Z_{12} = 2,4 \frac{1}{j\omega C_0} + 1,2r_0 - \rho r_{00} + j\omega(l_0 - \rho l_{00}). \quad (18)$$

С учетом (5) можно считать, что $l_{00} \approx 2l_0$, $r_{00} \approx 2r_0$. Для одного из вспомогательных трансформаторов с 20-секционной вторичной обмоткой коэффициент ρ выражения (18) имеет значение порядка 1000. Поэтому r_0 и l_0 в выражении (18)

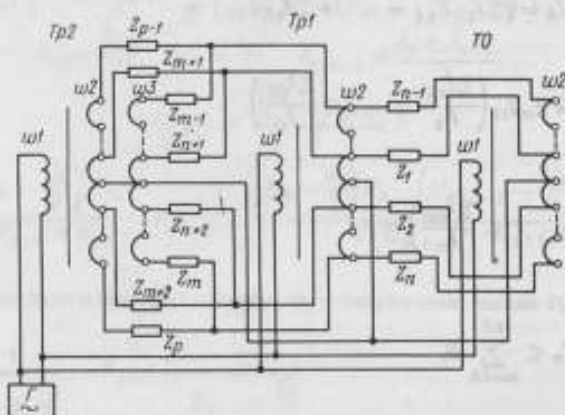


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема трансформатора с двумя ступенями компенсации погрешностей

можно пренебречь. Следовательно, Z_{12} должно иметь емкостной характер совместно с отрицательным индуктивным и активным сопротивлениями. Двухполюсники с таким характером сопротивления подобрать невозможно, т.е. при постоянном

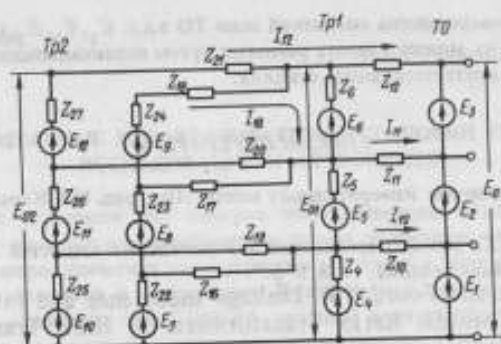


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема трансформатора с двумя ступенями компенсации погрешностей

Z_{12} полная компенсация возможна только на одной какой-либо частоте. На других частотах компенсация, обусловленная Z_{02} — выходным сопротивлением $Tr1$, будет неполной. При необходимости полной компенсации в диапазоне частот можно применить более сложную схему компенсации. Известен способ снижения выходного сопротивления трансформаторов. Для снижения выходного сопротивления трансформатора $Tr1$ (рис. 3) служит трансформатор межвитковых токов $Tr2$. Обмотка $w2$ с сопротивлениями $Z_{m+1} - Z_m$ служит для компенсации межвитковых токов $Tr1$, а обмотка $w3$ с сопротивлениями $Z_{m+1} - Z_p$ — для снижения выходного сопротивления обмотки $w2$ $Tr1$. Схема, эквивалентная рис. 2, дана на рис. 4. При этом секции $E_7 - E_9$ и сопротивления $Z_{16} - Z_{18}$ предназначены для компенсации межвитковых токов $Tr1$, а секции $E_{10} - E_{12}$ с сопротивлениями $Z_{19} - Z_{21}$ обеспечивают нулевое выходное сопротивление $Tr1$.

На рис. 5 показана эквивалентная схема, где $E_{01} = E_1 + E_2 + E_3$, $E_{01} = E_4 + E_5 + E_6$, $E_{02} = E_7 + E_8 + E_9$, причем $E_{01} = 2E_0$, $E_{02} = 3E_0$, Z_{46} — выходное сопротивление плеча $E_4 - E_6$; Z_{02} — выходное сопротивление плеча $E_{10} - E_{12}$. Токи I_{12} и I_{18} (рис. 4) заменены соответственно на I_2 и I_1 (рис. 5).

Методом контурных токов можно рассчитать, что при $Z_{21} = Z_{12}$

$$I_1 + I_2 = \frac{E_0}{Z_{12}} \quad (19)$$

т.е. ток, проходящий через Z_{12} , не зависит от выходного сопротивления $Tr1$. Соответственно, при $Z_{12} = Z_{11}$ и $Z_{15} = Z_{10}$ токи I_{11} и I_{10} не зависят от выходного сопротивления $Tr1$. Этот случай был рассмотрен при расчете сопротивлений компенсации без учета выходного сопротивления $Tr1$.

Согласно выражению (19), Z_{12} и другие компенсирующие сопротивления легко выполнить точно такими же, как и внутренние нагрузки $Z_7 - Z_9$ (см. рис. 2), и поэтому ток компенсации не будет зависеть от частоты.

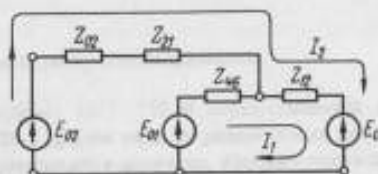


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема компенсации выходного сопротивления трансформатора

Если из-за несовершенства магнитной цепи ТО э.д.с. E_1, E_2, E_3 (рис. 2) не равны между собой, то их можно сделать равными путем перекомпенсации или недокомпенсации токов в соответствующих секциях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трансформаторные измерительные мосты /Под ред. К.Б.Карандеева. М., Энергия, 1970.
2. Гурьянов В.С. Метод определения эквивалентных емкостей в трансформаторах. — Измерительная техника, 1978, № 6.
3. Binne A.J. and Foord T.R. Leakage Inductance and Interwinding Capacitance in Toroidal Ratio Transformers. — IEEE Trans., v. IM-16, Dec. 1967.
4. А.с. 549843 (СССР). Делитель напряжения. Авт.изобрет. В.С.Гурьянов — Опубл. в Б.И., 1977, № 9.

Поступила в редакцию 16.03.78

Второй этап работы по созданию трансформатора с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток заключается в разработке конструкции трансформатора, обеспечивающей возможность регулирования коэффициента трансформации и отношения индуктивностей обмоток. Для этого необходимо использовать трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток. В качестве такого трансформатора можно использовать трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток. В качестве такого трансформатора можно использовать трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток.

Второй этап работы по созданию трансформатора с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток заключается в разработке конструкции трансформатора, обеспечивающей возможность регулирования коэффициента трансформации и отношения индуктивностей обмоток. Для этого необходимо использовать трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток.



Второй этап работы по созданию трансформатора с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток заключается в разработке конструкции трансформатора, обеспечивающей возможность регулирования коэффициента трансформации и отношения индуктивностей обмоток. Для этого необходимо использовать трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и с регулируемым отношением индуктивностей обмоток.

МАСШТАБНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УСТАНОВКИ УППУ-1. ИССЛЕДОВАНИЕ И АТТЕСТАЦИЯ

Современные установки для поверки электроизмерительных приборов представляют собой сложные многоэлементные схемы, требующие определения и нормирования их метрологических характеристик не только в целом, но и каждого из измерительных элементов в отдельности. Поэлементная поверка необходима как при разработке установок, так и при их серийном производстве: в первом случае она позволяет определить доминирующие составляющие суммарной погрешности и наметить пути их исключения, во втором — осуществлять промежуточный производственный контроль.

В настоящей статье рассмотрены вопросы аттестации масштабных преобразователей универсальной полуавтоматической поверочной установки (УППУ-1), метрологические характеристики которых во многом определяют точность измерений установки в целом.

Рассмотренные методы могут быть широко использованы для аттестации аналогичных блоков в точной аппаратуре различного назначения.

Установка УППУ-1 представляет собой автоматический термоэлектрический компаратор электрических величин переменного тока (напряжения, тока и активной мощности) разновременного сравнения с неполным уравниванием сигналов переменного и постоянного тока [1].

В связи с тем, что в установке применен принцип сравнения неравных значений переменного и постоянного тока, требования к метрологическим характеристикам делителей напряжения и шунтов очень высоки. Известно, что погрешность масштабных преобразователей γ_M представляет собой сумму двух составляющих: погрешности подгонки на постоянном токе γ_{MO} и частотной погрешности γ_{Mf} .

Погрешность γ_{MO} определяется по известной методике с помощью потенциометра постоянного тока класса 0,001, образцового делителя напряжения класса 0,001 и комплекта катушек сопротивления класса 0,01 с введением поправок. Для всех пределов по току и напряжению эта погрешность не превосходит 0,005%.

Определение с высокой точностью частотной погрешности делителей напряжения и шунтов потребовало разработки вспомогательной аппаратуры и методики исследования как масштабных преобразователей, так и самой вспомогательной аппаратуры.

Определение частотной погрешности делителей напряжения

Поверка вольтметров с диапазоном измерений 10^{-3} –750 В осуществляется в звуковом диапазоне частот в установке УППУ-1 двумя видами резистивных делителей напряжения. Для диапазона 1–750 В применяются делители, изображенные на рис. 1, а, а для диапазона 10^{-3} –0,25 В — на рис. 1, б. Оба вида делителей обеспечивают на входе измерительного преобразователя (ИПН) установки напряжение 1 В при напряжении на поверяемом вольтметре (ПВ), равном его пределу измерения. Выходное напряжение делителя (рис. 1, а) для любого предела измерения равно 1 В, а делителя, изображенного на рис. 1, б, — пределу измерения милливольтметра при неизменном входном напряжении 1 В. В связи с тем что резистор R_2 с сопротивлением 1 ± 15 Ом шунтируется входным сопротивлением поверяемого

милливольтметра, выход делителя подключается к ПВ через масштабный усилитель МУ, который замыкается переключателем П при проверке милливольтметров с входным сопротивлением более 100 кОм.

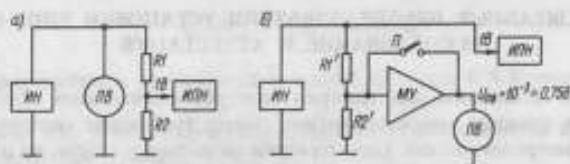


Рис. 1. Схема делителей напряжения

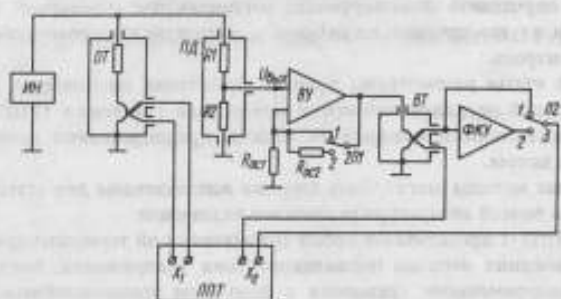


Рис. 2. Схема определения частотной погрешности делителя напряжения

На рис. 2. представлена схема определения частотной погрешности делителей напряжения. Частотная погрешность $\gamma_{Мf}$ поверяемого делителя ПД определяется как относительное изменение действующего напряжения на его выходе $U_{Вых}$ при изменении частоты переменного тока от 1 кГц в большую и меньшую сторону и неизменном входном напряжении $U_{Вх}$. Значение $U_{Вх}$ в диапазоне частот 40–5·10⁶ Гц поддерживается неизменным с погрешностью, не превышающей 0,002–0,005%, с помощью образцовых термопреобразователей (ОП) типа ПНТЭ 1-го разряда [2], э.д.с. которых e_0 поддерживается неизменной по показаниям потенциометра постоянного тока (ППТ) с разрешающей способностью 0,1 мкВ. Относительное изменение $U_{Вых}$ при изменении частоты определяется как относительное изменение э.д.с. вспомогательного термопреобразователя (ВТ), подключенного к выходу делителя через вспомогательный усилитель (ВУ) с высоким входным сопротивлением

$$\gamma_{Мf} = \frac{\Delta U_{Вых}}{U_{Вых}} = \frac{1}{2} \frac{e_{н1} - e_{нf}}{e_{н1}} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где $e_{н1}$ — э.д.с. ВТ на частоте 1 кГц; $e_{нf}$ — э.д.с. ВТ при частоте f , на которой определяется $\gamma_{Мf}$; значения f выбираются равными 40; 100; 500; 5000; 10 000; 20 000; 50 000; 100 000 Гц.

При исследовании делителей с выходным напряжением 1 В коэффициент усиления ВУ устанавливается равным единице, а фотокомпенсационный усилитель (ФКУ) в выходной цепи ВТ отключается (переключатели П1 и П2, поз. 1). Для выходных напряжений в интервале 0,1–0,75 В коэффициент усиления ВУ равен 10 (П1 в поз. 2),

а для выходных напряжений 10^{-3} – 10^{-2} В, кроме того, э.д.с. *BT* усиливается ФКУ (*П2* в поз. 2).

Определенная по такой методике погрешность γ_f является алгебраической суммой исследуемой частотной погрешности γ_{Mf} и частотных погрешностей *ВУ* ($\gamma_{fВУ}$) и *BT* (γ_{fBT}). Погрешности $\gamma_{fВУ}$ и γ_{fBT} должны быть либо пренебрежимо малы по сравнению с γ_{Mf} , либо известны для введения поправок. В любом случае необходимо предварительное исследование частотных погрешностей *ВУ* и *BT*.

Частотная погрешность *BT*, в качестве которого использован термообразователь ТЭМ-6, определяется при напряжении 1 В в соответствии со схемой рис. 3 путем сравнения э.д.с. образцового ТП 1-го разряда и вспомогательного *BT* на частотах 40 Гц и 100 кГц. Э.д.с. e_0 и e_n уравниваются на частоте 1 кГц с помощью резистора *R* при напряжении на нагревателях 1 В. Затем на частотах 40 Гц и 100 кГц по показаниям контрольного вольтметра устанавливается напряжение 1 В и измеряется разность э.д.с. Δe . Частотная погрешность *BT* определяется как

$$\gamma_{fBT} = \frac{1}{2} \frac{\Delta e}{e} \cdot 100\% \quad (2)$$

Применение дифференциальной схемы включения *ТП* позволяет уменьшить случайные погрешности измерения, вызванные нестабильностью источника напряжения. Исследование пяти *ТП* типа ТЭМ-6 показало, что в диапазоне частот до 100 кГц систематическая погрешность измерений отсутствует, а среднее квадратическое отклонение случайной погрешности не превышает 0,002%. Следовательно, частотная погрешность ТЭМ-6 в указанном диапазоне частот не превосходит частотной погрешности образцового *ТП* и в дальнейшем ею можно пренебречь.

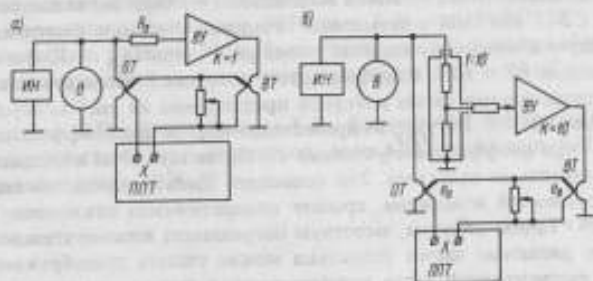


Рис. 4. Схема определения частотной погрешности вспомогательного усилителя

Определение частотной погрешности вспомогательного усилителя при коэффициенте усиления, равном единице, производится по той же методике в соответствии со схемой рис. 4, а. Последняя отличается от схемы рис. 3 тем, что между нагревателями *OT* и *BT* включен усилитель *ВУ*. Учитывая, что частотная погрешность *BT* пренебрежимо мала, разность э.д.с. e_0 и e_n , возникшая при изменении частоты, обу-

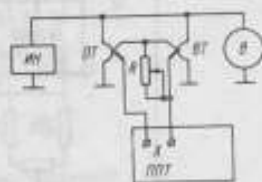


Рис. 3. Схема определения частотной погрешности вспомогательного термообразователя

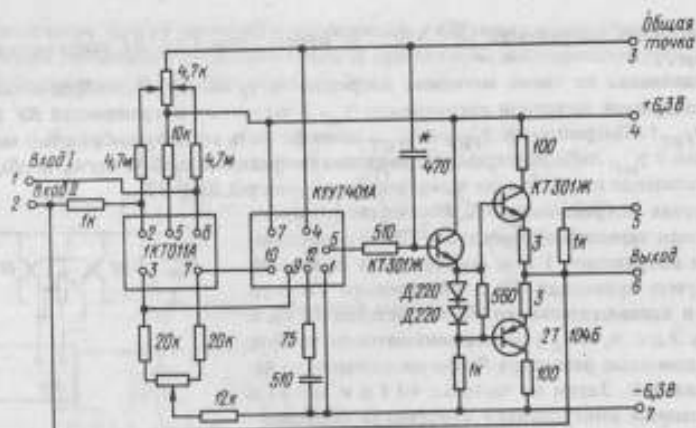


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема вспомогательного усилителя

сповлнена только частотной погрешностью BV и определяется выражением (2). Следует отметить, что частотная погрешность усилителя из-за влияния емкости входной цепи зависит от внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Если усилитель предполагается использовать для определения частотной погрешности делителя с выходным сопротивлением $R_{вых} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ (см. рис. 2), то при исследовании его частотной характеристики последовательно со входом должен быть включен эквивалентный резистор $R_3 = R_{вых}$.

Определение частотной погрешности BV при коэффициенте усиления 10 производится в соответствии со схемой рис. 4, б. В этом случае напряжение на вход BV подается через вспомогательный делитель $ВД$ с коэффициентом усиления 1/10. Низкоомный вспомогательный делитель выполняется из безреактивных резисторов, например, типа С2-13 или МПТ с невысокой точностью подгонки. Частотная погрешность $ВД$ исследуется предварительно по схеме рис. 2 при $U_{вх} = 10$ В с помощью ранее аттестованных $ВТ$ и $ВУ$ с коэффициентом усиления 1. Исследование двух образцов BV , принципиальная схема которого представлена на рис. 5, показало, что в диапазоне частот $40-10^5$ Гц γ_{fBV} не превосходит $\pm 0,01\%$ при коэффициенте усиления 1 и $0,02\%$ — при коэффициенте усиления 10. На частоте 20 кГц систематическая частотная погрешность не выявлена. Это позволяет сделать вывод, что она меньше случайных погрешностей измерения, среднее квадратическое отклонение которых составляет 0,01%. Таким образом, частотную погрешность вспомогательной аппаратуры в рабочем диапазоне частот установки можно считать пренебрежимо малой.

С помощью рассмотренной выше вспомогательной аппаратуры проведено исследование блока делителей напряжения и коррекция его частотной погрешности путем включения корректирующих емкостей в плечи делителя. Частотная погрешность делителей после коррекции не превышает 0,02%.

Определение частотной погрешности шунтов

Частотная погрешность шунтов определяется по схеме рис. 6, по относительному изменению напряжения на поверяемом шунте при изменении частоты и неизменном значении тока, и вычисляется по формуле (2). В качестве образцового исполь-

зается ТП тока 1-го разряда [3] и ВУ тот же, что при проверке делителей напряжения. Определенная таким образом частотная погрешность шунтов не превышает 0,01% для пределов измерения 10^{-2} –1 А. Шунты для токов 1,5–10 А обладают существенной частотной погрешностью 0,05–0,2%, вызванной индуктивностью шун-

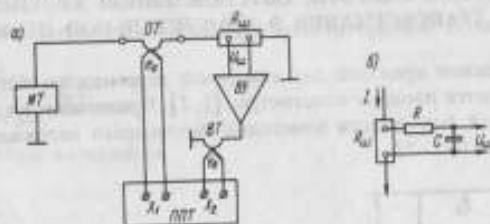


Рис. 6. Схема определения частотной погрешности шунтов

та. Коррекция частотной погрешности шунта производится путем введения в цепь его потенциальных зажимов Π -эвена, состоящего из резистора 1–10 Ом и емкости, подбираемой экспериментально по минимуму $\gamma_{шф}$, лежащей в пределах 0,01–0,1 мкФ (рис. 6, б). Введение резистора R в цепь потенциальных зажимов возможно только в том случае, если входное сопротивление преобразователя $R_{вх}$, подключенного к выходу шунта, много больше R . Входное сопротивление ИПП установки составляет 2 мОм. При этом погрешность подгонки шунта изменяется на 10^{-4} – $10^{-3}\%$. Частотная погрешность шунтов после коррекции не превышает 0,02%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шапиро Е.З. Разработка методов и создание аппаратуры для полуавтоматической проверки амперметров, вольтметров и ваттметров на переменном токе. — Метрология и измерительная техника, 1972, вып. 2, М., изд. ВНИИКИ.
2. Акнаев Р.Ф., Галахова О.П., Рождественская Т.Б. Специальный эталон единицы напряжения переменного тока в диапазоне частот 20 Гц±30 мГц. — Измерительная техника, 1976, № 3.
3. Галахова О.П., Дранишников Е.К., Беляева М.С. Государственный специальный эталон единицы силы переменного тока в диапазоне частот 40±1·10⁴ Гц. — Измерительная техника, 1976, № 3.

Поступила в редакцию 16.03.78

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ ЯВЛЕНИЯМИ ТРАНСФОРМАЦИИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ

В метрологической практике для измерений переменного напряжения высокой частоты используются диодные вольтметры [1, 2]. Применение их регламентировано поверочной схемой для средств измерений переменного напряжения при высоких частотах по ГОСТ 8.075-73.

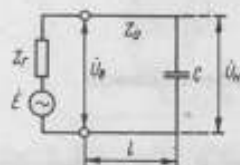


Рис. 1. Эквивалентная схема измерительной цепи

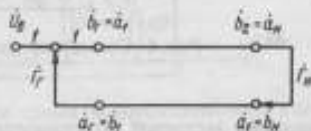


Рис. 2. Ориентированный граф для рассматриваемой измерительной цепи

В процессе измерений диодный вольтметр подключается к активной цепи, напряжение на выходе которой необходимо определить. На основании теоремы Тевенина [3] любая активная цепь может быть представлена эквивалентной схемой в виде генератора э.д.с., включенного последовательно с его внутренним сопротивлением. При высоких частотах эквивалентную схему входной цепи диодного вольтметра можно представить в виде регулярной линии передачи без потерь, нагруженной емкостью [1]. Эквивалентная схема измерительной цепи для этого случая изображена на рис. 1.

Погрешность за счет трансформации напряжения в измерительной цепи при показании вольтметра $|U_w|$ может быть определена по формуле

$$\delta = \left(\frac{|U_w|}{|E|} - 1 \right) \cdot 100. \quad (1)$$

Проанализируем эту погрешность в зависимости от параметров эквивалентной схемы измерительной цепи методом ориентированных графов [4]. Ориентированный граф для рассматриваемого случая представлен на рис. 2, на котором приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}_r &= \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} && \text{— комплексный коэффициент отражения выхода активной} \\ &&& \text{цепи, напряжение на которой измеряют вольтметром;} \\ \dot{\Gamma}_w &= \frac{jX_c - Z_0}{jX_c + Z_0} && \text{— комплексный коэффициент отражения нагрузки} \\ &&& \text{регулярной линии передачи;} \\ \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} && \text{— фазовый коэффициент.} \end{aligned}$$

Амплитуда напряжения \dot{U}_n определяется как геометрическая сумма падающей (\dot{a}_n) и отраженной (\dot{b}_n) волн напряжения, распространяющихся по регулярной линии

$$\dot{U}_n = \dot{a}_n + \dot{b}_n \quad (2)$$

Из ориентированного графа измерительной цепи по правилу Мэсона [4] находим

$$\dot{U}_n = \frac{\dot{U}_0 e^{-j\beta l} (1 + \Gamma_n)}{1 - \Gamma_r \Gamma_n e^{-j2\beta l}} \quad (3)$$

Напряжение на входе вольтметра

$$\dot{U}_n = \frac{\dot{E} Z_0}{Z_r + Z_0} \quad (4)$$

Подставив (4) в (3), получим

$$\frac{\dot{U}_n}{\dot{E}} = \frac{e^{-j\beta l} (1 + \Gamma_n)(1 - \Gamma_r)}{2(1 - \Gamma_r \Gamma_n e^{-j2\beta l})} \quad (5)$$

Модуль выражения (5)

$$\left| \frac{\dot{U}_n}{\dot{E}} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(1 + 2\Gamma_n \cos \varphi_n + \Gamma_n^2)(1 - 2\Gamma_r \cos \varphi_r + \Gamma_r^2)}{1 - 2\Gamma_r \Gamma_n \cos(\varphi_n + \varphi_r + 2\beta l) + \Gamma_n^2 \Gamma_r^2}} \quad (6)$$

где φ_n — фазовый угол комплексного коэффициента отражения нагрузки; φ_r — фазовый угол комплексного коэффициента отражения выхода активной цепи.

Тогда погрешность измерения, вызванная трансформацией напряжения в измерительной цепи, будет равна

$$\delta = \left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{(1 + 2\Gamma_n \cos \varphi_n + \Gamma_n^2)(1 - 2\Gamma_r \cos \varphi_r + \Gamma_r^2)}{1 - 2\Gamma_r \Gamma_n \cos(\varphi_n + \varphi_r + 2\beta l) + \Gamma_n^2 \Gamma_r^2}} - 1 \right] \cdot 100 \quad (7)$$

Поскольку нагрузкой регулярной линии является емкость, то модуль комплексного коэффициента отражения Γ_n равен единице, а фазовый коэффициент

$$\varphi_n = \arctg \frac{2X_c Z_0}{X_c^2 - Z_0^2} \quad (8)$$

на данной частоте и для конкретного вольтметра однозначно определяется параметрами эквивалентной схемы входной цепи вольтметра. В свою очередь, параметры эквивалентной схемы определяются конструкцией измерительной головки (пробника) вольтметра и емкостью анод-катод примененного в схеме вольтметра диода.

Модуль и фаза коэффициента отражения генератора $|\Gamma_r|$ и φ_r на данной частоте определяются параметрами эквивалентной схемы активной цепи, на выходе которой измеряют напряжение. При измерениях в различных цепях они могут принимать различные значения.

Возможность трансформации напряжения необходимо учитывать при измерении переменного напряжения высокой частоты диодными вольтметрами. Для исключения погрешности δ путем введения поправки нужно знать $|\Gamma_r|$, φ_r , φ_n , l . От достоверности определения этих параметров зависит степень снижения погрешности δ .

Для примера рассчитаем погрешность δ измерений напряжения на выходе меры высокочастотного напряжения диодным компенсационным вольтметром типа ВЗ-24 при частотах 250, 500 и 1000 МГц, воспользовавшись формулой (7) и приведенны-

ми в [1] параметрами эквивалентной схемы входной цепи вольтметра ($Z_0 = 150 \text{ Ом}$, $l = 10 \text{ мм}$, $c = 0,3 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$).

Активное внутреннее сопротивление меры напряжения, Ом	Погрешность δ (в %) при частотах, МГц		
	250	500	1000
0	0,51	2,14	9,01
10	0,50	2,12	8,54
50	0,40	1,77	7,30
75	0,30	1,30	5,20
100	0,16	0,68	2,59
150	-0,27	-1,06	-4,03
200	-1,00	-3,32	-11,3
300	-2,50	-8,95	-25,6

Пренебрегая реактивной составляющей полного выходного сопротивления меры высокочастотного напряжения, будем считать, что выходное сопротивление активно и принимает значения $R_0 = 0; 10, 50, 75, 100, 150, 200, 300 \text{ Ом}$. Результаты расчетов даны в таблице и на рис. 3. Как видно, при измерениях напряжения высокой частоты диодными вольтметрами необходимо учитывать влияние внутреннего сопротивления генератора на правильность измерений. Это влияние увеличивается с повышением частоты измеряемого напряжения.

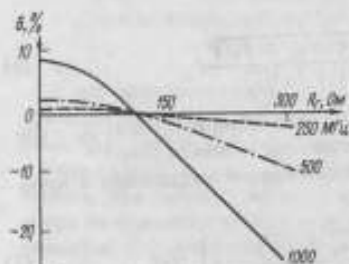


Рис. 3. Зависимость погрешности δ от внутреннего сопротивления генератора

При создании образцовых мер переменного напряжения высокой частоты, предназначенных для поверки (градуировки) диодных вольтметров, следует иметь в виду, что полученная в результате погрешность диодных вольтметров зависит от внутреннего сопротивления образцовой меры. Поэтому для обеспечения единства

измерений напряжения высокой частоты диодными вольтметрами необходимо применение образцовых мер с нормированным внутренним сопротивлением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федоров А.М. Диодные компенсационные вольтметры. М., Изд-во стандартов, 1976.
2. Федоров А.М. Система обеспечения единства измерений напряжения, мощности и затухания в коаксиальных трактах передачи. — Измерительная техника, 1975, № 9.
3. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. М., Энергия, 1972.
4. Силев М.А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М., Советское радио, 1970.

Поступила в редакцию 16.03.78

ОБ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
СОЛЕНОИДА И ДИПОЛЯ

Проверка приборов, используемых для магнитных измерений, осуществляется с помощью устройств, создающих однородное магнитное поле малой индукции в заданной области пространства, называемой рабочей областью [3, 5, 6]. Такими устройствами являются, например, катушки Гельмгольца, Максвелла, Фанзелау и др. Их рабочая область находится в центре симметрии системы, а расстояние между катушками составляет величину порядка радиуса катушки [3, 6].

В [2] рассматривалось устройство, состоящее из системы взаимно симметричных соленоидов, расстояние между которыми примерно на порядок больше линейных размеров самих соленоидов. Это весьма важно при решении ряда конкретных задач, так как облегчает доступ к рабочей области.

При расчете индукции магнитного поля, создаваемого соленоидом внутри рабочей области, их удобно рассматривать как диполи. Это обуславливается тем, что любая замкнутая система токов создает магнитное поле, эквивалентное полю некоторого диполя на больших расстояниях от нее [4]. При этом необходима точная оценка погрешности, возникающей при замене соленоидов на эквивалентные диполи. Для отдельного соленоида предварительная оценка такой погрешности была выполнена в работе [1]. Цель настоящей работы — обоснование и полная оценка указанной погрешности как для отдельного соленоида, так и для системы соленоидов [2].

Для расчета составляющих индукции магнитного поля, создаваемого отдельным соленоидом, рассмотрим случай, когда ось Oz направлена вдоль оси соленоида, начало координат находится в центре соленоида (рис. 1). В силу аксиальной симметрии составляющие индукции B_z , B_ρ рассматриваем в цилиндрических координатах $z, \rho, \varphi = \sqrt{x^2 + y^2}$. Пусть контур радиуса R находится на расстоянии a от начала координат и по нему течет ток с силой J . Тогда магнитная индукция, создаваемая в точке M , лежащей вне сферы радиуса R с центром в точке a , вычисляется по формулам [5]:

$$B_z = -\frac{\mu J}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (n+2) C_n \left(\frac{a}{R}\right) R^{n+2} \frac{U_{n+2}}{r^{2n+5}}, \quad (1)$$

$$B_\rho = -\frac{\mu J}{2} \sum_{n=0}^{\infty} C_n \left(\frac{a}{R}\right) R^{n+2} \frac{P_n^{n+1}}{r^{2n+5}}, \quad (2)$$

где μ — постоянная среды; r, θ — полярные координаты точки M в плоскости x, ρ ; $U_n = r^n P_n(\cos \theta)$, $P_n(t)$ — полиномы Лежандра; $U_n = r^n P_{n+1}(\cos \theta)$, $P_n'(t)$ — производная по t от $P_n(t)$;

$$C_n(a) = \frac{n+1}{n^2+2n} (1+a^2)^{\frac{n+1}{2}} P_n' \left(\frac{a}{\sqrt{1+a^2}} \right) =$$

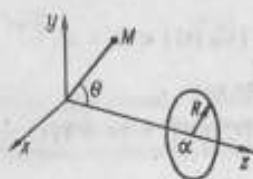


Рис. 1. Единица контур для расчета внешнего поля соленоида

$$= \frac{n+1}{2n+3} \left(P_n \left(\frac{x}{\sqrt{1+x^2}} \right) - P_{n+2} \left(\frac{x}{\sqrt{1+x^2}} \right) \right) (1+x^2)^{\frac{n}{2}+1} \quad (3)$$

Первые семь многочленов $C_n(a)$ имеют вид:

$$C_0 = \frac{1}{2}; \quad C_1 = x; \quad C_2 = \frac{3}{8}(4x^2-1); \quad C_3 = \frac{4x^3-3x}{2};$$

$$C_4 = \frac{5}{16}(8x^4-12x^2+1); \quad C_5 = \frac{3}{8}(8x^5-20x^3+5x);$$

$$C_6 = \frac{7}{128}(64x^6-240x^4+120x^2-5).$$

При этом отметим их свойства:

1. Из оценки $|P_n(t)| < 1$ для $t \in [0,1]$ следует, что

$$|C_n(x)| < (1+x^2)^{\frac{n}{2}+1}, \quad \dots, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

2. Так как

$$(C_n(x))'_x = (n+1)C_{n-1}(x),$$

то

$$\int_{-a}^a C_n \left(\frac{a}{R} \right) da = \begin{cases} 0, & \text{если } n - \text{нечетное число} \\ \frac{2R}{n+2} C_{n+1} \left(\frac{a}{R} \right), & \text{если } n - \text{четное число.} \end{cases} \quad (5)$$

С учетом (1), (2), (5) и интегрированием по a получаем составляющие магнитной индукции симметричного относительно O "однослойного" соленоида радиуса R , длины $2a$, имеющего w витков:

$$\left. \begin{aligned} B_z &= -\frac{\mu J w}{2a} \sum_{k=0}^{\infty} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R} \right) R^{2k+3} \frac{U_{2k+2}}{r^{4k+5}}, \\ B_\varphi &= -\frac{\mu J w}{2a} \sum_{k=0}^{\infty} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R} \right) R^{2k+3} \frac{V_{2k+1}}{(2k+1)r^{4k+5}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Интегрируя (6) по R , аналогичным путем получим составляющие индукции многослойного соленоида с радиусом внутренней и внешней обмотки R_1 и R_2 :

$$\left. \begin{aligned} B_z &= -\frac{J w m}{2a(R_2-R_1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_{2k+2}}{r^{4k+5}} \int_{R_1}^{R_2} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R} \right) R^{2k+3} dR, \\ B_\varphi &= -\frac{\mu J w m}{2a(R_2-R_1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_{2k+1}}{(2k+2)r^{4k+5}} \int_{R_1}^{R_2} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R} \right) R^{2k+3} dR, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где m - число слоев.

В формулах (7) при $k=0$ получаются слагаемые, являющиеся составляющими индукции поля диполя:

$$B_{z, \text{д}} = -\frac{\mu J \omega m}{2a(R_2 - R_1)} \cdot \frac{1}{2} \frac{2z^2 - r^2}{r^3} \int_{R_1}^{R_2} a R^2 dR = -\frac{\mu J \omega m R_2^2 \Omega_2}{4} \frac{2z^2 - r^2}{r^3};$$

$$B_{\varphi, \text{д}} = -\frac{\mu J \omega m}{2a(R_2 - R_1)} \frac{3z^2}{2r^3} a R_2^2 \Omega_2 (R_2 - R_1) = -\frac{\mu J \omega m R_2^2 \Omega_2}{4} \frac{3z^2}{r^3}.$$

где

$$\Omega_k = 1 + \omega + \dots + \omega^{k-1} \quad \left(\omega = \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Полагая $B_z = B_{z, \text{д}} + B_z'$; $B_\varphi = B_{\varphi, \text{д}} + B_\varphi'$,

определим относительную недипольность отдельного соленоида как величину

$$\sigma = \max \left\{ \frac{|B_z'|}{\sqrt{B_{z, \text{д}}^2 + B_{\varphi, \text{д}}^2}}, \frac{|B_\varphi'|}{\sqrt{B_{z, \text{д}}^2 + B_{\varphi, \text{д}}^2}} \right\}.$$

Оценим величину σ . При этом B_z' и B_φ' согласно (7) можно представить в виде суммы по $k = 1, 2, \dots$. Слагаемые этой суммы убывают по r с ростом k . Выберем параметры a, R_1, R_2 так, чтобы обратились в нуль слагаемые, соответствующие $k = 1$, а именно:

$$\int_{R_1}^{R_2} C_2 \left(\frac{a}{R} \right) R^2 dR = 0.$$

Откуда

$$\int_{R_1}^{R_2} (4a^2 R^2 - 3R^4) dR = \frac{4}{3} a^2 (R_2^3 - R_1^3) - \frac{3}{5} (R_2^5 - R_1^5) = 0;$$

$$a = \frac{3\sqrt{5}}{10} \left(\frac{\Omega_2}{\Omega_3} \right)^{1/2} R_2 \quad (8)$$

т.е. длина многослойного соленоида $2a$, радиусы его внешней R_2 и внутренней R_1 обмоток связаны соотношением (8). Тогда слагаемое

$$\frac{1}{2a(R_2 - R_1)} \int_{R_1}^{R_2} C_2 \left(\frac{a}{R} \right) R^2 dR = \frac{15}{112\Omega_2} (\Omega_2 \Omega_3 - 1,764\Omega_5^2) R_2^3 = \kappa R_2^3.$$

Используя неравенства

$$(|\kappa| < 1,03125)$$

$$|P_n(\cos \theta)| < 1; \quad |P_n'(\cos \theta)| < \frac{(n+1)n}{2},$$

имеем:

$$|U_n| = r^n |P_n| < r^n; \quad |v_n| = r^n |P_{n+1}'| < \frac{(n+1)(n+2)}{2} r^n;$$

$$\sqrt{B_{z, k}^2 + B_{r, k}^2} = \frac{\mu J m \omega R_2 \Omega_2}{4r^3} \sqrt{1 + 3\left(\frac{z}{r}\right)^2} > \frac{\mu J m \omega R_2 \Omega_2}{4r^3}$$

Начиная с $k = 3$, сумму слагаемых в (7) можно представить следующим образом:

$$\left| \sum_{k=3}^{\infty} \frac{U_{2k+2}}{r^{4k+5}} \int_{R_1}^{R_2} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R}\right) R^{2k+3} dR \right| < \sum_{k=3}^{\infty} \frac{1}{r^{2k+3}} \int_{R_1}^{R_2} \left(1 + \frac{a^2}{R^2}\right)^{\frac{2k+3}{2}} R^{2k+3} dR < \\ < (R_2 - R_1) \sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{q}{r}\right)^{2k+3} = (R_2 - R_1) \left(\frac{q}{r}\right)^9 \left(1 - \frac{q^2}{r^2}\right)^{-1},$$

где $q = \sqrt{a^2 + R^2}$ — величина, характеризующая максимальные линейные размеры соленоида.

Аналогичным образом получаем:

$$\left| \sum_{k=3}^{\infty} \frac{P U_{2k+1}}{(2k+2) r^{4k+5}} \int_{R_1}^{R_2} C_{2k+1} \left(\frac{a}{R}\right) R^{2k+3} dR \right| < \\ < \sum_{k=3}^{\infty} \frac{(2k+2)(2k-3)}{(2k+2) 2r^{2k+3}} \int_{R_1}^{R_2} \left(1 + \frac{a^2}{R^2}\right)^{\frac{2k+3}{2}} R^{2k+3} dR < \\ < \frac{R_2 - R_1}{2} \sum_{k=3}^{\infty} (2k+3) \left(\frac{q}{r}\right)^{2k+3} < \frac{(R_2 - R_1) 9}{2} \left(\frac{q}{r}\right)^9 \left(1 - \frac{q^2}{r^2}\right)^{-2}$$

В общем случае относительная недипольность отдельного соленоида

$$\sigma < A \left(\frac{q}{r}\right)^9 + \frac{B}{\left(1 - \frac{q^2}{r^2}\right)^2} \left(\frac{q}{r}\right)^9, \quad (9)$$

где

$$A = \frac{2F5 (1,764 \Omega_2^2 - \Omega_2 \Omega_1)}{(9 \Omega_1 + 20 \Omega_2)^2}, \\ B = \frac{9}{\Omega_2} \left(\frac{9}{20} \frac{\Omega_1}{\Omega_2} + 1\right) \sqrt{1 + \frac{20 \Omega_2}{9 \Omega_1}}$$

На рис. 2 приведены графики зависимости коэффициентов A, B от ω , согласно выражению (9). Как видно, коэффициенты A и B положительны, с ростом ω A растет во всей области, B — убывает. Для реальных соленоидов целесообразно принять $\omega \approx 0,4$. Согласно [2], наибольший вклад в недипольность вносит составляющая σ_2 .

Для системы четырех соленоидов, расположенных линейно и попарно симметрично относительно центра рабочей области, когда два крайних образцовых соленоида расположены на расстоянии 1,6 м, а два средних корректирующих соленоида — на расстоянии 1,01 м, степень недипольности в рабочем объеме составляет

$\sigma = 0,002$. Если два образцовых соленоида расположены на расстоянии 1,14 м, а два корректирующих соленоида — на расстоянии 0,55 м, то степень недипольности составляет $\sigma = 0,02$.

На рис. 3 и 4 показаны области с заданной степенью недипольности σ (области эквивалентности поля соленоида и поля диполя заштрихованы; рабочая область однородного магнитного поля системы четырех соленоидов располагается в зоне эквивалентности магнитного поля диполя и соленоида).

Таким образом, рассмотренная методика расчета магнитных полей позволяет с достаточной точностью оценить степень недипольности поля, создаваемого системой попарно симметричных многослойных соленоидов.

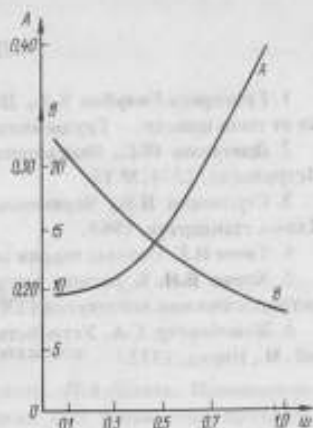


Рис. 2. Зависимость коэффициентов A, B от ω

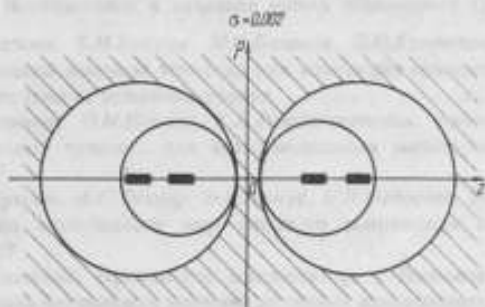


Рис. 3. Соосная система двух пар соленоидов при $\sigma = 0,002$

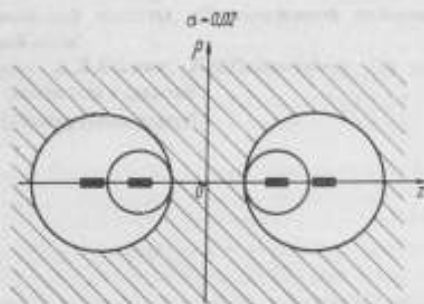


Рис. 4. Соосная система двух пар соленоидов при $\sigma = 0,02$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Григорьев-Голубев В.В., Довгалоук Ю.С. Отклонение магнитного поля катушки от поля диполя. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 152, 1974.
2. Довгалоук Ю.С., Подсыпанин Е.В. Расчет магнитного поля системы диполей. — Метрология, 1974, № 12.
3. Студенцов Н.В., Чернышев Е.Т., Чернышева Н.Г. Магнитные измерения. М., Изд-во стандартов, 1969.
4. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М., Гостехиздат, 1957.
5. Хорев В.Н. К расчету магнитного поля круглых катушек с током. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 152, 1974.
6. Штамберггер Г.А. Устройства для создания слабых постоянных магнитных полей. М., Наука, 1972.

Поступила в редакцию 16.03.78



СОДЕРЖАНИЕ

Повышение точности эталонов

- О.П.Галахова, В.И.Кржимовский, А.С.Гохнер, П.А.Шмаль.* Применение квантовой интерференции в сверхпроводниках для повышения точности воспроизведения и хранения вольты и ампера 3
- Р.Ф.Акиев, А.С.Мжень.* Алгоритм обработки результатов сличения эталонных термопреобразователей напряжения 8

Исследование и создание новых образцовых средств

- О.П.Галахова, В.М.Байков, М.С.Беллева, Л.И.Егорычев, Е.К.Дранишников.* Установка высокой точности для измерения отклонения напряжения переменного тока от заданного уровня 11
- Д.И.Антонова, О.М.Павлов, Т.Б.Рождественская.* Автоматическая установка высокой точности для воспроизведения малых постоянных токов 10^{-8} — 10^{-10} 18
- Л.И.Егорычев, А.С.Гохнер, В.И.Асмус, И.И.Федосеев.* Исследование долговременной стабильности мер опорного напряжения на стабилитронах типа КС191Р 22
- М.Д.Клионский.* Применение конденсатора с бесконтактным поршнем для получения переменных значений активных проводимости и потерь 26
- В.С.Гурьянов.* Компенсация погрешностей в трансформаторах отношений 32
- А.Я.Безикович, А.И.Кашцев, Е.З.Шапиро.* Масштабные преобразователи установки УППУ-1. Исследование и аттестация 39
- А.М.Федоров, В.А.Шеглов.* Анализ погрешности измерений переменного напряжения высокой частоты, обусловленной явлениями трансформации в измерительной цепи 44
- Ю.С.Довгалюк, Е.Д.Колтик, Е.Д.Подсыпанин.* Об эквивалентности магнитных полей соленоида и диполя 47
- Рефераты публикуемых статей 54

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 535.41:621.317.71.3.088

Применение квантовой интерференции в сверхпроводниках для повышения точности воспроизведения и хранения вольта и ампера. Галахова О. П., Кржиговский В. И., Гохиер А. С., Шмаль П. А. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 3–7.

Рассматриваются вопросы применения квантовой интерференции в сверхпроводниках для повышения точности воспроизведения и хранения вольта и ампера на постоянном и переменном токе.

Оценены основные составляющие погрешностей, возникающих при передаче размеров единиц вторичным средствам измерений. Ил. 6. Библи. 14.

УДК 621.36.089.68:519.254

Алгоритм обработки результатов сличения эталонных термопреобразователей напряжения. Азнаев Р. Ф., Мжень А. С. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 8–10.

Описывается методика сличения эталонных термоэлектрических преобразователей напряжения и разработанные для данной методики алгоритмы для вычисления на ЭВМ оценки среднего квадратического отклонения результата сличений. Ил. 1.

УДК 621.317.72.083.6.089.68

Установка высокой точности для измерения отклонения напряжения переменного тока от заданного уровня. Галахова О. П., Байков В. М., Белкина М. С., Егорычев Л. Н., Дранишников Е. К. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 11–17.

Описывается установка для измерения напряжения переменного тока от 1,5 до 150 В при частотах 400–500 Гц и для измерения отклонения напряжения от заданного уровня с погрешностью 0,5%.

В основу установки положен метод одновременного сравнения измеряемого напряжения переменного тока с напряжением постоянного тока с помощью термоэлектрического компаратора. Расширение пределов измерения компараторов осуществляется с помощью трансформаторного делителя напряжения. Источником опорного напряжения является термостатированная мера напряжения постоянного тока.

В состав установки входит устройство для защиты термопреобразователей от возможной перегрузки.

Приводится анализ погрешностей и результаты экспериментальных исследований установки. Ил. 3.

УДК 621.317.311.088.7

Автоматическая установка высокой точности для воспроизведения малых постоянных токов 10^{-9} – 10^{-16} А. Антонова Д. И., Павлов О. М., Рождественская Т. Б. – "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 18–21.

Описывается автоматическая установка высокой точности для воспроизведения малых постоянных токов, в диапазоне 10^{-9} – 10^{-16} А. Приводится функциональная схема и даются некоторые описания особенностей конструкции и результаты анализа погрешности. Установка может быть использована в качестве образцовых средств измерения высшей точности. Ил. 2. Табл. 1. Библи. 4.

УДК (621.382.2.072.2:546.28) :621.317.32

Исследование долговременной стабильности мер опорного напряжения на стабилитронах типа КС191Р. Егорычев Л. Н., Гохнер А. С., Асмус В. И., Федосеев Н. Н. – "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 22–25.

На основании анализа экспериментальных данных исследования мер напряжения на кремниевых стабилитронах типа КС191Р показана возможность создания образцовых мер напряжения с нестабильностью 0,0005% за 100 ч непрерывной работы. Определен коэффициент корреляции, равный 0,9, между значениями префакта напряжения и оценкой среднего квадратического отклонения для исследуемой группы мер. Ил. 1. Табл. 1. Библи. 4.

УДК 621.319.4:537.31.089.6

Применение конденсатора с бесконтактным поршнем для получения переменных значений активной проводимости и потерь. Клионский М. Д. – "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 26–31.

Описываются устройства, применяемые в качестве высокочастотных образцовых переменных мер активной проводимости (G) и потерь ($\text{tg } \delta$). Предложено новое устройство, обладающее рядом преимуществ, на основе дифференциального цилиндрического конденсатора с бесконтактным поршнем и резистора постоянного значения. Приведены результаты исследования устройства с диапазонами изменения G от 0,4 до 700 мксм, $\text{tg } \delta$ от $6 \cdot 10^{-4}$ до 10^{-1} , входной емкостью 100 пФ, предназначенного для применения на частотах 1–10 МГц. Ил. 3. Табл. 1. Библи. 6.

УДК 621.317.733.083.5.088

Компенсация погрешностей в трансформаторах отношений. Гурьянов В. С. – "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 32–38.

Описывается метод компенсации погрешностей трансформаторных плеч отношения (ТО) измерительных мостов. Показано, что при использовании вспомогатель-

ных трансформаторов и конденсаторов, включенных между выводами вторичных обмоток упомянутых трансформаторов, можно компенсировать погрешности, вызываемые межвитковыми токами во вторичных обмотках ТО. Можно также сделать напряжения на секциях вторичных обмоток ТО равными. Ил. 5. Библ. 5.

УДК 621.314.2.088

Масштабные преобразователи установки УППУ-1. Исследование и аттестация. Безикович А. Я., Кашеев А. И., Шапиро Е. З. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 39—43.

Рассмотрены методы и результаты экспериментальных исследований по определению частотной погрешности масштабных преобразователей напряжения и тока, применяемые в универсальной полуавтоматической поверочной установке 2-го разряда (УППУ-1) в звуковом диапазоне частот. Приведена схема и методика аттестации масштабных преобразователей и вспомогательной аппаратуры, используемой при определении частотной погрешности.

Рассмотренные методы могут быть широко использованы для аттестации аналогичных узлов в точной аппаратуре различного назначения. Ил. 6. Библ. 3.

УДК 621.317.3.029.88

Анализ погрешности измерений переменного напряжения высокой частоты, обусловленной явлениями трансформации в измерительной цепи. Федоров А. М., Щеглов В. А. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 44—46.

Приведен теоретический анализ погрешности измерений переменного напряжения высокой частоты, обусловленной явлениями трансформации напряжения в измерительной цепи. Дан пример расчета этой погрешности. Приведены рекомендации по ее снижению. Ил. 3. Табл. 1. Библ. 4.

УДК 621.317.42/441

Об эквивалентности магнитных полей соленоида и диполя. Довгалец Ю. С., Колтик Е. Д., Подсыпанин Е. В. — "Исследования в области электрических измерений". Труды метрологических институтов СССР, вып. 232 (292), 1979, с. 47—52.

Исследуется внешнее магнитное поле многослойного соленоида и предлагается метод оценки степени эквивалентности поля соленоида полю магнитного диполя.

Показывается, что, разлагая в ряд по сферическим функциям индукцию магнитного поля соленоида и оценивая слагаемые, дающие вклад в недипольную ее часть, можно получить соотношение для расчета геометрических размеров соленоида и определить с заданной степенью точности область эквивалентности поля соленоида и поля диполя. Ил. 4. Библ. 6.

