

Метод половинных сечений для контроля погрешности линейности прецизионных термометрических мостов

Рассмотрен новый метод контроля погрешности линейности трансформаторных мостов переменного тока на уровне 10^{-7} без использования эталонов высокой точности. Предложено его аппаратное обеспечение.

Розглянуто новий метод контролю похибки лінійності трансформаторних мостів змінного струму на рівні 10^{-7} без використання еталонів високої точності. Запропоновано його апаратне забезпечення.

Прецизионные мосты переменного тока широко применяют в метрологии высшего звена, конкретно в измерительных системах для решения задач воспроизведения, хранения и передачи как электрических физических величин (сопротивления, емкости, индуктивности), так и неэлектрических (температура). Так, в термометрии мосты переменного тока являются одной из неотъемлемых составляющих аппаратного обеспечения температурной шкалы МТШ-90 в диапазоне (13—1200) К. Очевидно, их метрологические характеристики напрямую определяют погрешность воспроизведения единицы основной физической величины температуры — градуса Кельвина (К). В самом алгоритме МТШ-90 заложена методическая погрешность порядка (0,1—0,13) мК. Эта норма требует применения измерителей сопротивления с относительной погрешностью менее $4 \cdot 10^{-7}$. В соответствии с действующими нормативными документами (ГОСТ 8.294 и ГОСТ 25242) для определения столь малой погрешности необходима многозначная мера сопротивления с собственной погрешностью не более 0,1 ppm. Однако, реально такое условие не выполнимо, т.к. значительно превышает возможности эталона сопротивления переменному току и государственной поверочной схемы. Поэтому обеспечение контроля основных метрологических характеристик прецизионных средств измерений при отсутствии набора мер необходимой точности является одной из важнейших и приоритетных задач в области практической метрологии.

В работах [1,2] (согласно ГОСТ 8.009) рассмотрены особенности применения комплекса нормируемых метрологических характеристик в прецизионных термометрических мостах. Установлено, что одной из основных составляющих их систематической погрешности является погрешность линейности. Подтверждение этих соображений — спецификации зарубежных термометрических мостов, в которых основной (и часто единственной) метро-

логической характеристикой есть нелинейность. Здесь и далее имеется в виду интегральная нелинейность.

Анализ известного метода. Предложенный в [2] метод контроля нелинейности является более эффективным, доступным и апробированным, чем другие, например, метод, описанный в [4]. Он основан на свойстве аддитивности линейной функции $f(x_1)+f(x_2)=f(x_1+x_2)$ и для его реализации используется переходная цепочка, описанная в [3]. Цепочка содержит n последовательно включенных, равнономинальных эталонных мер сопротивления с отводами в точках соединения для токовых и потенциальных зажимов моста. Конфигурация токовых и потенциальных зажимов цепочки позволяет измерять отдельно каждый из включенных в цепочку резисторов или отдельно сопротивление, равное сумме последовательно включенных резисторов цепочки. Разница между алгебраической суммой сопротивлений, значения которых лежат на луче OC (идеализированной базовой прямой), и измеренным суммарным сопротивлением цепочки, значения которого лежат на дуге $ON_p N_{\max}$, характеризует нелинейность.

Этому методу, однако, также свойственны определенные недостатки. Как следует из рис. 1, значения погрешности, найденные таким образом, будут отражаться областью ξ и, следовательно, будут нарастать к концу диапазона измерения. По отношению к другой базовой прямой, например, отрезку ON_{\max} , который соединяет начало и конец дуги (область η), этот метод будет давать завышенное значение погрешности, что является одним из главных и существенных его недостатков.

Следующий недостаток обусловлен тем, что метод базируется на измерении n равнономинальных мер сопротивления (как правило, $n=10$). Измерение каждого отдельного сопротивления N_{pi} осуществляется в начале диапазона, где полезный сигнал в n раз меньше максимального. В итоге соответственно уменьшается отношение сигнал/по-

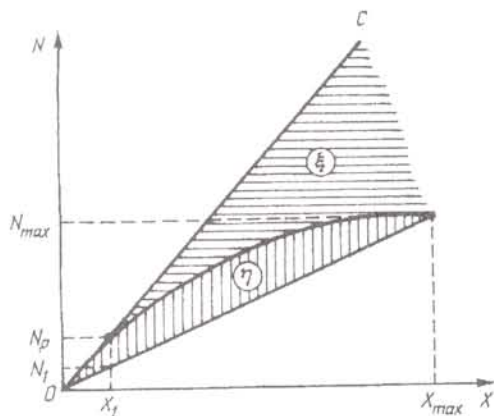


Рис. 1

межа, ухудшается чувствительность и увеличивается погрешность самого метода. Действительно, если среднее квадратичное отклонение (СКО) каждого N_{pi} измерения известно и равно σ_{1i} , то эту методическую погрешность как частный случай косвенных измерений можно определить по формуле

$$\sigma = \left(\sum_{i=1}^n \sigma_{1i}^2 \right)^{0.5} \approx \sigma_{11} \sqrt{n},$$

где σ_{11} — СКО результатов измерения первого резистора цепочки N_p .

Используемые в цепочке равнономальные резисторы подогнаны с погрешностью, меньшей 0,01%. Поэтому все результаты измерений укладываются в небольшой области вокруг точки $X_1 N_p$, показанной на рис. 1. Отсюда, погрешности σ_{1i} практически одинаковы и, следовательно, справедливо приближенное выражение.

Обратимся к технической реализации известного метода. Измерение отдельно каждого сопротивления цепочки возможно в двух вариантах. Первый не предусматривает коммутацию токовых зажимов и связан с прохождением рабочего тока через все резисторы цепочки одновременно. В этом случае возникает существенная (до 1000,0%) синфазная составляющая, приложенная к потенциальным входам. Соответственно для 7-декадного поверяемого средства коэффициент подавления синфазной помехи на переменном токе должен превышать 160 dB, что реализовать практически крайне сложно. Второй вариант предусматривает переключение токовых и потенциальных выводов по синхронному алгоритму. Однако коммутация токовых выводов приводит к скачкообразному выделению тепла на измеряемых резисторах. Для учета этого эффекта необходимо время. Тогда при большом количестве резисторов в цепочке значительно возрастает общее время измерений, требования к стабильности резисторов и точности поддержания температуры.

В настоящей работе предлагается новый метод, который лишен большинства этих недостатков. В

то же время необходимо отметить, что новый метод может использоваться для средств измерения, нелинейность которых представлена монотонной функцией, не имеющей перегибов. Именно такой вид интегральной нелинейности наблюдается в трансформаторных мостах с тесной индуктивной связью. Как правило, обусловлено это нагрузочной погрешностью индуктивных делителей, возникающей из-за каскадного соединения трансформаторов.

Описание нового метода. Представим, что передаточная характеристика средства измерения имеет вид кривой $0f_1 f_2 f_3 f_4 f_m$, рис. 2. Суть нового метода заключается в нахождении разницы между точками с соответствующими значениями координат на кривой и прямой, соединяющей начало и конец кривой. Как и известный метод [2], новый метод основан на свойстве аддитивности линейной функции. Он состоит в том, что подбирают пару мер сопротивления R_{11} и R_{12} , номинальные значения которых близки и соответствуют середине контролируемого диапазона, а их сумма соответствует концу диапазона R_{1C} . Далее производят измерение отдельно каждого сопротивления и их суммарного сопротивления. Разница между математическим суммированием и результатом измерения суммарного сопротивления будет характеризовать погрешность линейности в точке, относящейся к середине диапазона. Для оценки погрешности линейности в точке, относящейся к четверти диапазона измерения, необходимо подобрать две меры, номинальное значение которых соответствует 1/4 контролируемого диапазона R_{21} и R_{22} , а их сумма — половине диапазона R_{2C} . Затем сделать три измерения по приведенному выше алгоритму. Аналогичным образом подбирают меры R_{k1} , R_{k2} и R_{kC} и проводят измерения для оценки погрешности линейности в произвольной k -ой точке, относящейся к 1/8, 1/16 и т.д. диапазона измерения.

Для получения формул обработки результатов данного метода обратимся к рис. 2, на котором по оси абсцисс отложены действительные значения

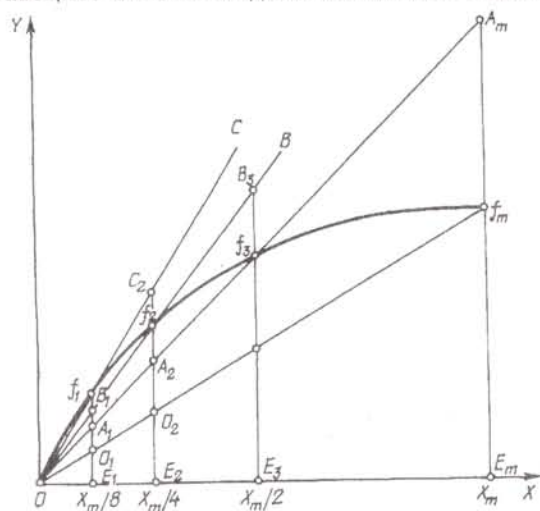


Рис. 2

сопротивления, а по оси ординат — результаты измерения. Имеем исходно нелинейную передаточную характеристику моста с соответствующими точками O, f_1, f_2, \dots, f_m . Прямую, соединяющую начало и конец передаточной характеристики и проходящую через точки O, O_1, O_2, \dots, f_m , будем считать базовой идеально линейной (без учета аддитивной и мультипликативной составляющих) передаточной характеристикой. Для упрощения рассмотрения геометрической интерпретации метода предположим, что для нахождения нелинейности в середине диапазона использованы две идентичные меры сопротивления. Тогда результаты измерения отдельных мер сопротивления R_{11} и R_{12} будут определяться ординатой точки f_3 , а их физическая сумма R_{1C} — ординатой точки f_m . Из свойства аддитивности математическая сумма R_{11} и R_{12} будет находиться на одной прямой с прямой Of_3 и будет определяться ординатой точки A_m . Из подобия треугольников $OA_m f_m$ и $Of_3 O_3$ следует, что длина отрезка $f_3 O_3$, численно равная нелинейности передаточной характеристики, в два раза меньше отрезка $A_m f_m$. Тогда в точке, соответствующей середине диапазона, значение погрешности линейности, приведенной к концу диапазона измерений R_{\max} , можно получить из следующего выражения:

$$\delta_1 = [R_{1C} - (R_{11} + R_{12})] / 2R_{\max}$$

Погрешность линейности в точке, соответствующей четверти диапазона, численно равна отрезку $f_2 O_2$, который, в свою очередь, состоит из двух отрезков $f_2 A_2$ и $A_2 O_2$. Исходя из подобия соответствующих треугольников, эти отрезки равны соответственно половине отрезков $B_3 f_3$ и $f_3 O_3$. Поскольку ордината точки f_2 определяется сопротивлениями R_{21} (R_{22}), а ордината точки B_3 — их суммой, то несложно показать, что погрешность δ_2 должна вычисляться по формуле

$$\delta_2 = \frac{R_{2C} - (R_{21} + R_{22})}{2R_{\max}} + \frac{R_{1C} - (R_{11} + R_{12})}{4R_{\max}}$$

Аналогичным приемом, при том, что ордината точки f_1 определяется сопротивлениями R_{31} или R_{32} , а ордината точки C_2 — их суммой, воспользуемся для вычисления погрешности в точке, соответствующей 1/8 диапазона измерения.

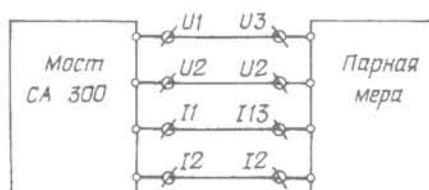
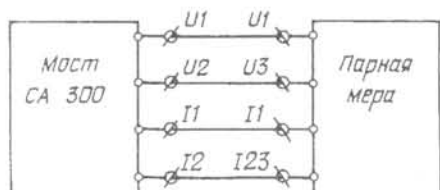


Рис. 4

$$\delta_3 = \frac{R_{3C} - (R_{31} + R_{32})}{2R_{\max}} + \frac{R_{2C} - (R_{21} + R_{22})}{4R_{\max}}$$

В общем случае для k -той точки диапазона формула погрешности имеет вид

$$\delta_k = \frac{1}{R_{\max}} \sum_{i=1}^k \frac{R_{iC} - (R_{i1} + R_{i2})}{2^{k-i+1}} \quad (1)$$

Аппаратное обеспечение метода. Для реализации метода необходим набор парных мер сопротивления. На практике достаточно трех мер, суммарное номинальное сопротивление которых соответствует началу, середине и концу диапазона измерения.

Конструктивно каждая парная мера состоит из двух четырехвыводных сопротивлений. Меры собраны по одной электрической схеме, (рис. 3), где R_{01} и R_{02} — действительные значения сопротивлений, $r_{11}-r_{15}$ и $r_{21}-r_{25}$ — сопротивления их выводов. Соответствующие (эквипотенциальные токовые и потенциальные) выводы подключают к зажимам I_1, I_2, U_1, U_2 . Другие потенциальные выводы, условно обозначенные как U_{12} и U_{21} , замыкают перемычкой с общим сопротивлением $r_1 + r_2$. Приблизительно от середины этой перемычки делают отвод (сопротивление r_3) и подключают его к зажиму U_3 . Так же приблизительно от середины потенциальных выводов мер R_{01} и R_{02} делают отводы (сопротивления r_4 и r_5) и подключают их к соответствующим зажимам I_{13} и I_{23} . Тогда для реализации приведенного ранее алгоритма измерения отдельно первого R_{11} и второго R_{12} сопротивлений необходимо подключить парную меру к мосту согласно рис. 4. Очевидно, что в результате измерения войдут кроме действительного значения мер R_{01} и R_{02} также сопротивления подводящих проводов

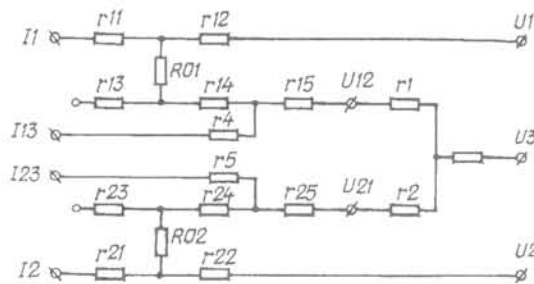


Рис. 3

$r_{14}, r_{15}, r_{24}, r_{25}$ и перемычки r_1, r_2

$$R_{11} = R_{01} + r_{14} + r_{15} + r_1, \quad R_{12} = R_{02} + r_{24} + r_{25} + r_2.$$

Для измерения суммарного сопротивления парной меры необходимо использовать схему подключения на рис. 5. Суммарное сопротивление парной меры R_{1C} будет строго равно сумме отдельно первого R_{11} и второго R_{12} сопротивлений

$$R_{1C} = R_{01} + R_{02} + r_{14} + r_{15} + r_{24} + r_{25} + r_1 + r_2.$$

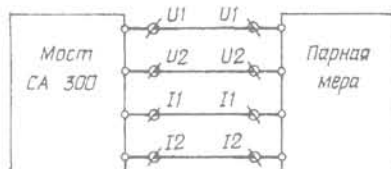


Рис. 5

Следует отметить, что точность физического суммирования сопротивлений в парной мере зависит от неизменности всех сопротивлений, входящих в последнее уравнение, и определяется несколькими факторами.

Во-первых, идеальностью (реальными физическими размерами) точки, объединяющей резисторы $r_1 - r_3$. Для того, чтобы сопротивления перемычки r_1 и r_2 были неизменны, необходимо постоянство напряженности поля в точке суммирования при проведении переключений согласно рис. 4 и рис. 5. Как следует из [3], выполнение следующего условия — длина перемычки $r_1 + r_2$ должна быть больше ее диаметра, по меньшей мере, в 10 раз — со значительным запасом устраняет влияние этого фактора.

Во-вторых, временной нестабильностью мер сопротивления R_{01} и R_{02} . Одними из лучших в этом ряду следует признать меры сопротивления типа МР3000. По паспорту их годовая нестабильность составляет $5 \cdot 10^{-6}$. Наши исследования показывают, что их нестабильность в течении недели не превышает 10^{-7} . Поэтому за время проведения методики (с учетом требуемых усреднений) временная нестабильность мер будет находиться за порогом чувствительности моста. В качестве альтернативы мерам МР3000 можно использовать резисторы фирм Vishay (S102C, VHP 4, VPR 247) или Powertron (UNR4-T220, USR4-3425).

В-третьих, температурной нестабильностью сопротивлений, входящих в результат измерений. Подводящие провода и перемычка представляют собой медный провод с температурным коэффициентом $\alpha_r \approx 4 \cdot 10^{-3}$. Из равенства температурных коэффициентов влияния сопротивления меры и перемычки следует выражение для предельного значения сопротивления перемычки

$r_1 + r_2 \leq R_{01} \cdot \alpha_R / \alpha_r$. Например, для меры 10 Ом с температурным коэффициентом $\alpha_R = 10^{-6}$ сопротивление перемычки не должно превышать 2,5 мОм. Для устранения влияния температурной нестабильности на практике достаточно поместить парную меру в пассивный воздушный термостат. Активный термостат с погрешностью поддержания температуры $0,01^{\circ}\text{C}$ выводит влияние температурной нестабильности парной меры в целом также за пределы чувствительности моста.

Таким образом, несложно создать условия, при которых на интервале трех измерений чувствительность самого метода будет определяться только порогом чувствительности поверяемого моста. В качестве такого порога можно выбрать среднее квадратичное отклонение результатов измерения, величина которого определяется шумовой полосой. При этом методическая погрешность, приведенная к концу диапазона (при погрешности подгонки номинала мер МР3000 — $5 \cdot 10^{-5}$), не будет превышать 0,01 %.

Заключение. Испытания данного метода проводились на нескольких экземплярах термометрического моста СА300, имеющего следующие технические характеристики: контролируемый диапазон измерения (0,00001—124,99999) Ом, приведенная к концу поддиапазона измерения цена деления единицы младшего разряда, — не более $6,2 \cdot 10^{-8}$, действующее значение тока через объект измерений — 1 мА, частота питающего тока — 125 Гц. Полученные в итоге испытаний значения погрешности линейности находились в пределах $(0,5 - 2,1) \cdot 10^{-7}$, при этом СКО результатов не превышала $3 \cdot 10^{-8}$ в шумовой полосе 0,05 Гц. Экспериментальные значения погрешности практически совпали с расчетными значениями. Тем самым подтверждается возможность использования приведенного метода для контроля нелинейности мостов переменного тока на уровне 0,1 ppm и меньше.

1. Михаль А.А. Выбор нормируемых метрологических характеристик прецизионных термометрических мостов // "Метрологія та вимірювальна техніка" Тези доповідей 5-ї Міжн. наук.-техн. конф. "Метрологія 2006", Харків. — 2006. — Т1. — С. 265—267.

2. Михаль А.А., Семенченко Л.Н., Сурду М.Н. Методика определения нелинейности прецизионных термометрических измерителей // Техн. електродинаміка. — 2008. — № 4. — С. 75—79.

3. Сурду М.Н., и др. Пути повышения точности передачи на постоянном токе размера единицы сопротивления // Техн. електродинаміка. — 1999. — № 6. — С. 73—75.

4. White D.R., Jones K., Williams J.M. and Ramsey I.E. A simple resistance network for calibrating resistance bridges. // IEEE Trans. Instrum. Meas. — 1997. — Vol.46. — №5. — Pp. 1068—1074.

Надійшла 18.02.2009