

◆ ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ ◆

УДК 621.317.7

НОВЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ИХ КОРРЕКЦИИ В УНИВЕРСАЛЬНЫХ МОСТАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В.Г. Мельник, канд. техн. наук, **Л.Н. Семенычева**, мл. науч. сотр.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина
e-mail: melnik@ied.org.ua

Предложен и обоснован новый способ определения характеристики систематических погрешностей многофункциональных и многодиапазонных измерителей параметров комплексных сопротивлений, основанный на выделении из общей погрешности прибора отдельных составляющих, связанных с изменениями состояний преобразователей измерительного канала в различных режимах работы устройства. Показана возможность оценить реальные погрешности приборов в любой точке диапазонов измеряемых параметров и скорректировать эти погрешности в процессе обработки результатов измерений при небольшом количестве операций поверки с применением ограниченного набора широкодоступных образцовых мер с высокими метрологическими характеристиками. Библ. 9, рис. 4.

Ключевые слова: универсальный измеритель иммитанса, коррекция погрешностей.

Введение. Задача повышения точности измерителей параметров иммитанса (R , L , C , $tg\varphi$ и $tg\delta$) содержит две составляющие: коррекцию погрешностей приборов и их метрологическую аттестацию для легитимности получаемых данных. По существующим методикам определение погрешностей измерения производится методом прямого сличения (комплектной поверки) показаний прибора со значениями подключенных к нему в качестве объекта измерения образцовых мер (эталонов) во всех возможных режимах работы, которые характеризуются несколькими параметрами. Прежде всего, это: конфигурация измерительной цепи, соответствующая схеме замещения объекта измерения; измеряемый параметр объекта; рабочая частота; поддиапазон измерения и субдиапазон – часть поддиапазона, где находится значение измеряемого параметра.

Для полноты определения погрешностей современных универсальных измерителей иммитанса количество трудоемких поверочных операций (и соответственно число применяемых дорогих эталонов) может достигать нескольких сотен, что крайне усложняет их серийное производство и метрологическую аттестацию, повышает стоимость приборов. Кроме того, для многих участков диапазонов измерений отсутствуют достаточно точные эталоны. Это ограничивает потенциально достижимую и подтвержденную поверкой точность приборов.

Целью работы является обоснование способа получения полной характеристики систематических погрешностей многорежимных измерителей параметров иммитанса, а также способа коррекции этих погрешностей, основанных на результатах сравнительно небольшого числа поверочных операций с использованием минимального количества образцовых мер (эталонов).

Решение проблемы. Значительную часть высокоточных измерителей параметров иммитанса образуют мосты переменного тока, состоящие из взаимно независимых функциональных преобразователей (делителей напряжения, уравнивающих элементов, коммутируемых образцовых мер, фазовращателей и пр.). Переключение их режимов осуществляется изменением состояния одного или нескольких из этих узлов. Это позволяет заменить определение совокупности метрологических характеристик методом прямого сличения на их

определение по нескольким составляющим полной погрешности, каждая из которых определяется для группы состояний моста, связанных с переключением одного из параметров режима его работы.

Идея такого метода впервые была применена авторами для повышения точности серийных универсальных мостов переменного тока P5084 [6] и является составной частью предложенного в свое время нового способа метрологической поверки приборов сравнения [9] как мостового, так и других типов [7]. В связи с особой актуальностью этой проблемы при высокоточных измерениях и для большей конкретности изложения материалов, будем рассматривать приборы мостового типа. Начнем с общих принципов измерений иммитансов и характера возникающих при этом систематических погрешностей.

Общие принципы измерений и их погрешности. Измерительный процесс с помощью моста переменного тока заключается в сравнении двух векторных величин (токов или напряжений) на выходе мостовой цепи. Одна из них формируется из напряжения с участием регулируемых образцовых мер активного и/или реактивного характера (как правило, активное сопротивление и емкость) и комплексного сопротивления \dot{Z}_x (проводимости \dot{Y}_x) объекта измерения. Вторая – из этого же напряжения другими регулируемыми образцовыми мерами без участия объекта измерения. В простейшем случае сравниваются ток в объекте измерения с током в регулируемой образцовой мере, однородной с объектом, или в нерегулируемой мере, к которой приложено напряжение генератора, изменяемое по амплитуде с помощью высокодискретного делителя напряжения. Условиями равновесия моста является соотношение $\dot{Y}_x = K_y \dot{Y}_0$, где \dot{Y}_x – измеряемый параметр объекта; \dot{Y}_0 – номинальное значение однородного с \dot{Y}_x параметра образцовой меры; K_y – коэффициент уравнивания [относительное значение регулируемой меры по отношению к ее номинальному (максимальному) значению] или коэффициент передачи регулируемого делителя напряжения.

Из этого соотношения можно определить значение \dot{Y}_x по известному \dot{Y}_0 и полученному при уравнивании моста значению K_y . Каналы формирования сравниваемых векторных величин состоят из одного или нескольких измерительных преобразователей, осуществляющих масштабирование сигналов, их суммирование, преобразования ток-напряжение и наоборот, поворот сигналов по фазе. Эти каналы являются ветвями моста (ветвью объекта измерения и ветвью образцовой меры). Сигналы в них будем обозначать индексами “x” и “0” соответственно. Сравнение сигналов производится взаимным вычитанием токов \dot{I}_x и \dot{I}_0 или напряжений \dot{U}_x и \dot{U}_0 на выходах ветвей моста, для чего в одной из них производится инверсия фазы сигнала. Возможно сравнение и без инверсии сигналов с помощью дифференциального указателя разницы потенциалов или трансформаторного компаратора токов. В уравниваемых мостах равновесие фиксируется при нулевой разнице сигналов ветвей. Такое состояние достигается высокодискретным регулированием одной из рассматриваемых векторных величин по отношению к другой по двум квадратурным параметрам этих векторов с помощью уравнивающих элементов моста. Один из параметров (активный, далее обозначается символом “q”) свяжем с осью абсцисс комплексной плоскости, которая коллинеарна с вектором напряжения питания моста, а второй параметр (реактивный, обозначается символом “p”) свяжем с осью ординат.

Для создания регулируемого вектора используют два многоразрядных делителя напряжения. Выход первого из них подключается к образцовой мере активного характера (резистор), а выход второго – к мере реактивного характера (емкость). Это позволяет получить два регулируемых взаимно квадратурных тока: синфазный с напряжением генератора (связан с активным параметром) и опережающий это напряжение на 90° (связан с реактивным параметром).

Далее эти токи могут быть просуммированы или преобразованы в регулируемые напряжения. Реально существующие объекты измерений с положительным активным сопротивлением могут быть представлены вектором, который располагается в правой комплексной полуплоскости. Там же будет располагаться вектор тока в объекте при подаче на него тестового сигнала в виде напряжения генератора питания моста. Для высокодискретного

уравновешивания моста сравниваемые векторы должны находиться в одном квадранте комплексной плоскости (при сравнении взаимным вычитанием – в противоположных квадрантах), и их модули не должны отличаться более чем в два-три раза. Для выполнения первого из этих условий в ветвях моста включают фазовращатели, а для выполнения второго условия – масштабные преобразователи сигналов. Последние могут делиться на две группы: с десятикратным изменением коэффициента передачи (для формирования поддиапазонов измерения) и с более дискретным, двух-трехкратным его изменением (для формирования зон уравновешивания с ограниченным изменением относительной дискретности регулирования). Взаимное расположение указанных блоков в ветвях моста определяется измеряемыми параметрами объекта, для чего производится его конфигурирование коммутаторами в соответствии с выбранной схемой замещения.

Если коэффициенты преобразования всех блоков моста и значения образцовых мер равны номинально заданным, то при установке уравновешивающих элементов в состояния, отвечающие действительному значению измеряемых параметров объекта (\dot{Z}_x или \dot{Y}_x), выходной сигнал моста $\Delta \dot{I}_x$ или $\Delta \dot{U}_x$ будет равен нулю. Однако их действительные значения имеют погрешности, поэтому даже при идеально точных уравновешивающих элементах векторы сигналов на выходах ветвей моста отличаются по модулю и фазе, что создает сигнал неравновесия.

На рис. 1 представлены возможные варианты наличия таких погрешностей. Здесь рассматривается общий случай, когда концы векторов сигналов ветвей моста находятся в произвольных точках квадранта уравновешивания. Это соответствует объектам измерения с произвольными и соизмеримыми значениями активной и реактивной составляющих импедансов.

1. Допустим, в образцовой ветви моста и ветви объекта имеются только фазовые погрешности (рис. 1 а). При этом, если уравновешивающие элементы моста установить в состояния, соответствующие действительному значению измеряемых параметров объекта, на выходе моста появится сигнал неравновесия $\Delta \dot{I}$, который будет уравновешен регулируемым параметрами моста на величины $\text{Re} \Delta \dot{I}$ и $\text{Im} \Delta \dot{I}$. Поэтому в результате измерения войдут соответствующие погрешности по модулям измеренных значений активного и реактивного параметров. Угол ψ представляет собой сумму фазовых погрешностей ветвей моста, а угол $\Delta \varphi$ – фазовую погрешность формирования тока \dot{I}_x по отношению к действительному фазовому углу объекта $\varphi_{\text{хд}}$ или углу потерь $\delta_{\text{хд}}$. Если угол φ близок к 0 или к $\pi/2$, то погрешность будет только по квадратурному параметру – реактивному ($\text{Im} \Delta \dot{I}$) или активному ($\text{Re} \Delta \dot{I}$) соответственно (т.е. имеем только погрешность по относительному измеряемому параметру $\text{tg} \varphi$ или $\text{tg} \delta$). Модульной погрешности по абсолютному параметру не будет.

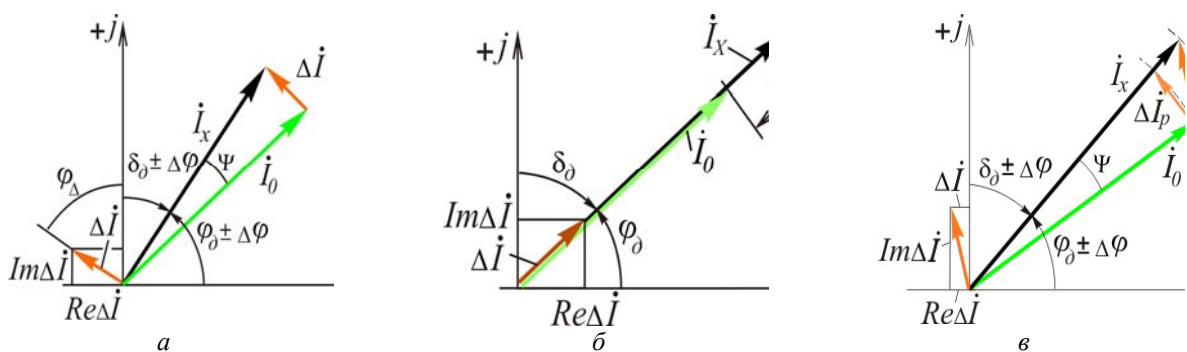


Рис. 1

2. Допустим, что в ветвях моста имеются только модульные погрешности (рис. 1 б). Тогда $\Delta \dot{I}$ представляет собой суммарную модульную погрешность ветвей моста. При этом будут иметь место модульные погрешности по обоим параметрам ($\text{Re} \Delta \dot{I}$ и $\text{Im} \Delta \dot{I}$), а погрешности по $\text{tg} \varphi$ или $\text{tg} \delta$ не будет. Если φ близок к 0 или к $\pi/2$, эта погрешность будет только по основному параметру (активному или реактивному соответственно).

3. Картина усложняется, если имеются и фазовая, и модульная погрешности в ветвях моста (рис. 1 в). В этом случае вектор $\Delta \dot{I}$ может быть представлен суммой двух составляю-

щих: суммарной модульной $\Delta \dot{I}_{\text{сф}}$ и суммарной фазовой $\Delta \dot{I}_{\text{кв}}$ погрешностей формирования токов ветвей моста. Соответственно в результатах измерений будут присутствовать обе погрешности как по абсолютному, так и по относительному параметрам.

Отметим, что суммирование погрешностей ветвей моста происходит с учетом инвертирования сигналов в одной из этих ветвей. Это означает, что при равенстве погрешностей коэффициентов передачи ветвей суммарная погрешность моста будет равна 0.

Также необходимо обратить внимание, что здесь рассматриваются погрешности, которые являются мультипликативными, так как возникают из-за отличия значений коэффициентов преобразования \dot{K} блоков в ветвях моста от расчетных номинальных значений \dot{K}_H по

модулю и фазе: $\dot{K} = \dot{K}_H \frac{|K|}{|K_H|} e^{j\Psi}$, где Ψ – фазовая погрешность. Эти погрешности приводят к

появлению тока погрешности $\Delta \dot{I}$ в выходном сигнале моста (или соответствующего напряжения). Для мостов, которые уравниваются по двум абсолютным параметрам q и p , $\Delta \dot{I}$ уравнивается аддитивно: добавками $-\text{Re}\Delta \dot{I}$ и $-\text{Im}\Delta \dot{I}$ с помощью уравнивающих элементов, т.е. погрешность измерения получается в виде $(a + jb)$.

Объекты измерения с соизмеримыми реактивным и активным параметрами встречаются достаточно часто, однако определение их для таких объектов с высокой точностью требуется относительно редко. Значительно важнее обеспечить высокую точность измерений для объектов с фазовым углом, близким к 0° или к $\pm 90^\circ$ ("чистые" активные сопротивления с малыми фазовыми углами, емкости с малым тангенсом угла потерь, высокодобротные индуктивности), поскольку именно такие элементы электрических цепей используются в качестве образцовых мер. Векторные диаграммы для этого случая представлены на рис. 2. Дальнейшее рассмотрение вопросов определения погрешностей моста и их коррекции целесообразно начать именно с этого класса объектов.

Если объект измерения представляет собой активное сопротивление (проводимость) с

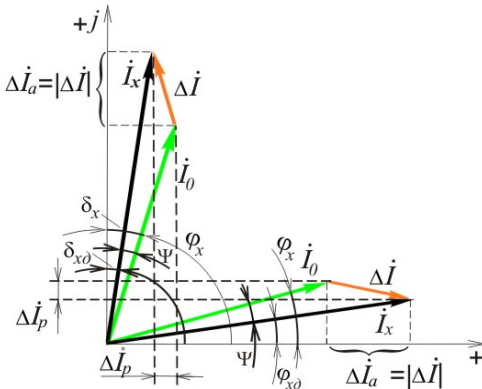


Рис. 2

малым фазовым углом или реактивное сопротивление (проводимость) с малым углом потерь, то сумма модульных погрешностей блоков измерительной цепи, которые дают в результате разницу модулей I_0 и I_x , обуславливает примерно такую же погрешность измерения основного параметра объекта (синфазная погрешность), а сумма фазовых погрешностей блоков ИЦ дает примерно такую же погрешность измерения по фазе (квадратурная погрешность). Выражения для этих погрешностей имеют вид

$$\delta K = \frac{|K_d| - |K_H|}{|K_H|}; \quad \Psi = \varphi_x - \varphi_{\text{хд}}.$$

Здесь K_d – действительный (реальный) коэффициент передачи мостовой цепи, выраженный в единицах, равных номинальной величине образцовой меры (главной, основной, опорной); K_H – номинальный коэффициент передачи мостовой цепи в этих же единицах; Ψ – погрешность измерения фазового угла или угла потерь объекта; $\varphi_{\text{хд}}$ – действительный фазовый угол объекта измерения; $\varphi_{\text{хд}} = 90^\circ - \delta_{\text{хд}}$, где $\delta_{\text{хд}}$ – угол потерь объекта (действительный); φ_x – измеренный фазовый угол объекта, $\varphi_x = 90^\circ - \delta_x$, где δ_x – угол потерь объекта.

Объект метрологических исследований. В работе [8] предложена универсальная компенсационно-мостовая цепь, принципы построения которой были использованы в приборе P5084 и в ряде дальнейших разработок [3, 4]. Рассмотрим ее с помощью схемы, представленной на рис. 3. Она содержит: генератор Г, плечевые делители напряжения ДНр и ДНq (уравнивающие элементы), блок коммутации БК, ветви объекта измерения и образцовой меры. Блок коммутации состоит из переключателей: реактивности объекта измерения ($C - L$), конфигурации схемы замещения (параллельной P или последовательной S), рабочей частоты f . В состав ветвей входят функциональные преобразователи ток–напряжение с сум-

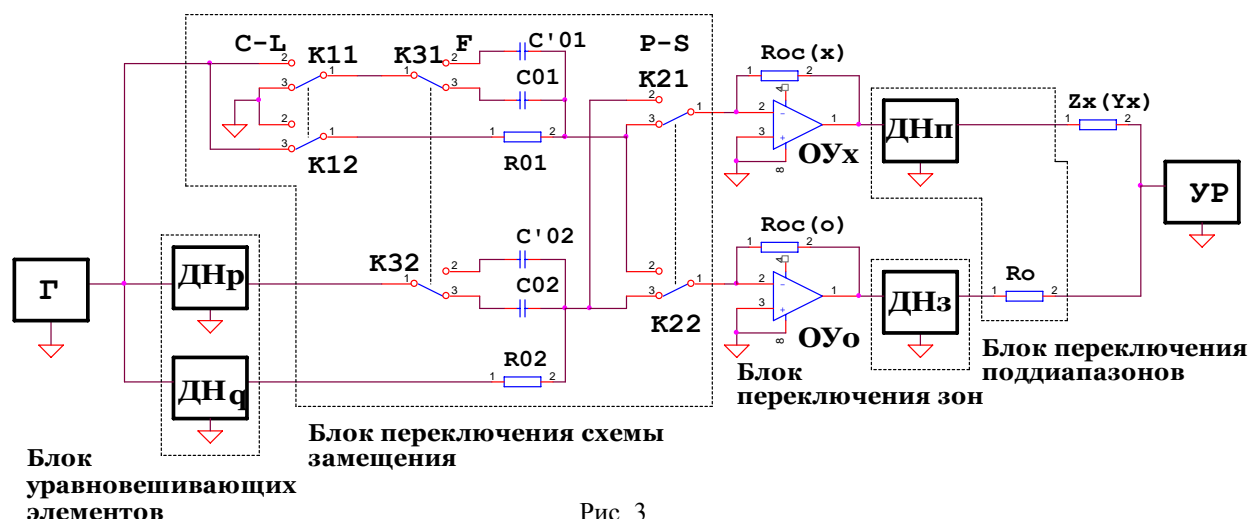


Рис. 3

мированием, образованные операционными усилителями $OУ_x$, $OУ_0$ и образцовыми мерами C_{01} , R_{01} , C_{02} , R_{02} , $R_{oc(0)}$, $R_{oc(x)}$, а также делители напряжения $ДН_p$ и $ДН_3$. С помощью образцовых мер C_{02} и R_{02} выходные напряжения делителей $ДН_p$ и $ДН_q$ преобразуются в два тока, один из которых противофазный, а второй квадратурный ($-\pi/2$) по отношению к напряжению генератора. Эти токи с помощью коммутирующих элементов K_{2-1} , K_{2-2} подаются на вход операционного усилителя $OУ_0$, если измерения производятся по параллельной (P) схеме замещения, или на вход $OУ_x$ при последовательной (S) схеме замещения объекта измерения. При этом с помощью образцовых мер R_{01} или C_{01} , подключаемых коммутирующими элементами K_{11} , K_{12} , на вход второго из этих усилителей подается ток – синфазный или квадратурный ($+\pi/2$) – по отношению к выходному напряжению генератора. Выходные напряжения $OУ_0$ и $OУ_x$ через регулируемые масштабирующие делители напряжения $ДН_3$ и $ДН_p$ прикладываются соответственно к переключаемой образцовой мере R_0 и к объекту измерения Z_x (Y_x). Токи, протекающие в цепях R_0 и Z_x , взаимно вычитаются во входной цепи указателя равновесия, образуя сигнал неравновесия моста. Изменяя состояние коммутаторов K_1 и K_2 , можно создавать такие фазовые соотношения между входными токами $OУ_0$ и $OУ_x$, которые позволят уравновесить мост при любом характере реактивной составляющей (L или C) и любой (P или S) конфигурации эквивалентной схемы объекта измерения.

Уравнивание мостовой цепи можно производить на девяти пределах (поддиапазонах) измерения с десятичной краткостью. Переключение пределов производится либо десятикратным изменением напряжения, прикладываемого Z_x , с помощью делителя $ДН_p$, либо десятикратным изменением сопротивления R_0 . Для уменьшения погрешности регулирования уравнивающих элементов моста каждый из десятичных поддиапазонов измерения разбит на три субдиапазона (зоны уравнивания) с коэффициентом перекрытия около 2. Их переключение выполняется путем изменения коэффициента передачи делителя напряжения $ДН_3$. Мост может работать на частотах 100 Гц и 1 кГц. Для обеспечения необходимого сдвига поддиапазонов измерения реактивных составляющих иммитанса объектов при переключении рабочих частот с помощью коммутирующих элементов K_{3-1} и K_{3-2} производится десятикратное изменение величин реактивных образцовых мер C_{01} и C_{02} .

Обоснование порежимного способа определения погрешностей. Предлагаемый способ метрологической аттестации автоматических мостов переменного тока основан на том, что каждый из узлов (блоков), образующих ветви измерительной цепи, может находиться в одном из нескольких состояний, определяемом одним из параметров режима работы моста: схемой замещения объекта, рабочей частотой, поддиапазоном (пределом) и субдиапазоном измерения. Вся совокупность состояний измерительной цепи определяет возможные режимы работы моста.

При этом суммарная основная погрешность δ измерительной цепи для любого режима ее работы может быть представлена в виде постоянной опорной части δ_0 , представляющей

собой ее погрешность в некотором фиксированном (опорном) режиме, и дополнительных слагаемых $\Delta\delta_{ij}$, каждое из которых связано с изменением состояний блоков измерительной цепи при изменении одного из параметров режима. Число таких слагаемых (с обозначением i) равно числу m независимых параметров режима моста, а число принимаемых ими состояний (с обозначением j для каждого из этих слагаемых) определяется числом n_i возможных состояний соответствующих блоков измерительной цепи, реализующих изменения этих режимов. Таким образом, выражение для погрешности δ имеет вид

$$\delta = \delta_o + \sum_i^m \Delta\delta_{ij}, \quad (1)$$

где j – текущее состояние i -го параметра; $\Delta\delta_{ij}$ – приращение погрешности при изменении состояния i -го параметра из его опорного состояния в его j -е состояние.

Минимально необходимое количество измерений приращений погрешностей для определения суммарной погрешности по формуле (1) определяется выражением $N = 1 + \sum_i^m n_i - 1$. Для описанной схемы число измерений может не превышать 25.

Рассмотрим подробнее возможность применения предлагаемого способа в приборах с подобной измерительной цепью. Сначала определим погрешности моста, показанного на рис. 3, при наличии амплитудных и фазовых погрешностей коэффициентов передачи его блоков для некоторого фиксированного режима измерения. Условием равновесия моста является равенство $\dot{I}_x = \dot{I}_0$, где \dot{I}_x и \dot{I}_0 – токи в цепях объекта измерения и образцовой меры соответственно. Это соотношение может быть выражено через параметры элементов мостовой цепи в следующей форме: $\dot{U}_r \dot{Y}_{02} R_{oc(X)} \cdot \dot{K}_n \frac{1}{Z_x} = \dot{U}_r \dot{Y}_{01} R_{oc(O)} \cdot \dot{K}_3 \frac{1}{R_o}$, где \dot{U}_r – напряжение генератора; \dot{Y}_{02} – суммарная проводимость ветви с образцовыми элементами R_{02} , C_{02} и делителями ДНр и ДНq; \dot{Y}_{01} – суммарная проводимость ветви с образцовыми элементами R_{01} , C_{01} ; \dot{K}_n – коэффициент передачи делителя ДН_n; \dot{K}_3 – коэффициент передачи делителя ДН₃, откуда

$$\dot{Z}_X = \frac{\dot{Y}_{02}}{\dot{Y}_{01}} \cdot \frac{R_{oc(X)}}{R_{oc(O)}} \cdot \frac{\dot{K}_n}{\dot{K}_3} \cdot R_o; \quad \dot{Y}_X = \frac{\dot{Y}_{02}}{\dot{Y}_{01}} \cdot \frac{R_{oc(O)}}{R_{oc(X)}} \cdot \frac{\dot{K}_3}{\dot{K}_n} \cdot \frac{I}{R_o}. \quad (2)$$

Обозначая в $\frac{\dot{Y}_{02}}{\dot{Y}_{01}} \cdot \frac{R_{oc(X)}}{R_{oc(O)}}$ и $\frac{\dot{Y}_{02}}{\dot{Y}_{01}} \cdot \frac{R_{oc(O)}}{R_{oc(X)}}$ как коэффициент режима \dot{K}_{zp} и \dot{K}_{yp} соответ-

ственно и $\dot{K}_n \cdot R_o$ – через коэффициент предела \dot{K}_{np} , запишем

$$\dot{Z}_X = \dot{K}_{zp} \frac{\dot{K}_{np}}{\dot{K}_3}; \quad \dot{Y}_X = \dot{K}_{yp} \cdot \frac{\dot{K}_3}{\dot{K}_{np}}. \quad (3)$$

Заметим, что коэффициенты передачи уравнивающих элементов ДНр и ДНq входят в \dot{K}_{zp} (\dot{K}_{yp}). Для упрощения анализа предполагается, что погрешность от нелинейности их регулирования существенно меньше допустимой погрешности аттестации. По той же причине ограничим режимы работы прибора только одной рабочей частотой.

Рассмотрим одно из выражений (3) с учетом погрешностей входящих в него величин:

$$Z_{x\delta} (1 + \delta Z_x) e^{j(\varphi_{x\delta} + \psi_x)} = \frac{K_{zpd}(1 + \delta_{zp}) e^{j(\varphi_{zpn} + \psi_{zp})} K_{np\delta}(1 + \delta_{np}) e^{j(\varphi_{npn} + \psi_{np})}}{K_{3\delta}(1 + \delta_3) e^{j(\varphi_{3n} + \psi_3)}}, \quad (4)$$

где $Z_{x\delta}$, K_{zpd} , $K_{np\delta}$, $K_{3\delta}$ – действительное значение модуля измеряемого комплексного сопротивления и номинальные значения коэффициентов передач K_{zp} , K_{np} , K_3 ; δZ_x , δZ_p , δ_{np} , δ_3 – их относительные амплитудные (модульные) погрешности, равные $d_i = \left| \frac{K_i}{K_{i\delta}} \right| - 1$; φ_{xq} , φ_{zp} , φ_{np} , φ_{3n} –

фазовые углы измеряемого комплексного сопротивления и номинальных коэффициентов передач соответствующих блоков; ψ_x , ψ_{zp} , ψ_{np} , ψ_3 – фазовые погрешности соответственно изме-

ряемой величины и коэффициентов \dot{K}_{zp} , \dot{K}_{np} , \dot{K}_3 , определяемые как $\psi_i = \alpha \text{rg}\left(\frac{K_i}{K_{i0}}\right)$.

Модульные погрешности коэффициентов передач приводят к погрешностям определения абсолютных параметров измеряемого комплексного сопротивления, которые принято представлять относительными погрешностями (δ_R , δ_C , δ_L), а их фазовые погрешности вызывают погрешности определения относительных параметров и представляются абсолютными погрешностями ($\Delta \text{tg}\varphi$, $\Delta \text{tg}\delta$) [1, 2, 5]. Запишем выражение (4) в виде $\dot{Z}_X = \text{PK}_i = \text{PK}_i e^{j\sum\varphi_i}$; $\dot{Z}_X = \text{Re}(\dot{Z}_X) + j \text{Im}(\dot{Z}_X) = \text{PK}_i \cos \sum\varphi_i + j \text{PK}_i \sin \sum\varphi_i$. Действительная и мнимая части последнего выражения представляют собой измеренные абсолютные значения активного и реактивного параметров исследуемого объекта с импедансом \dot{Z}_X .

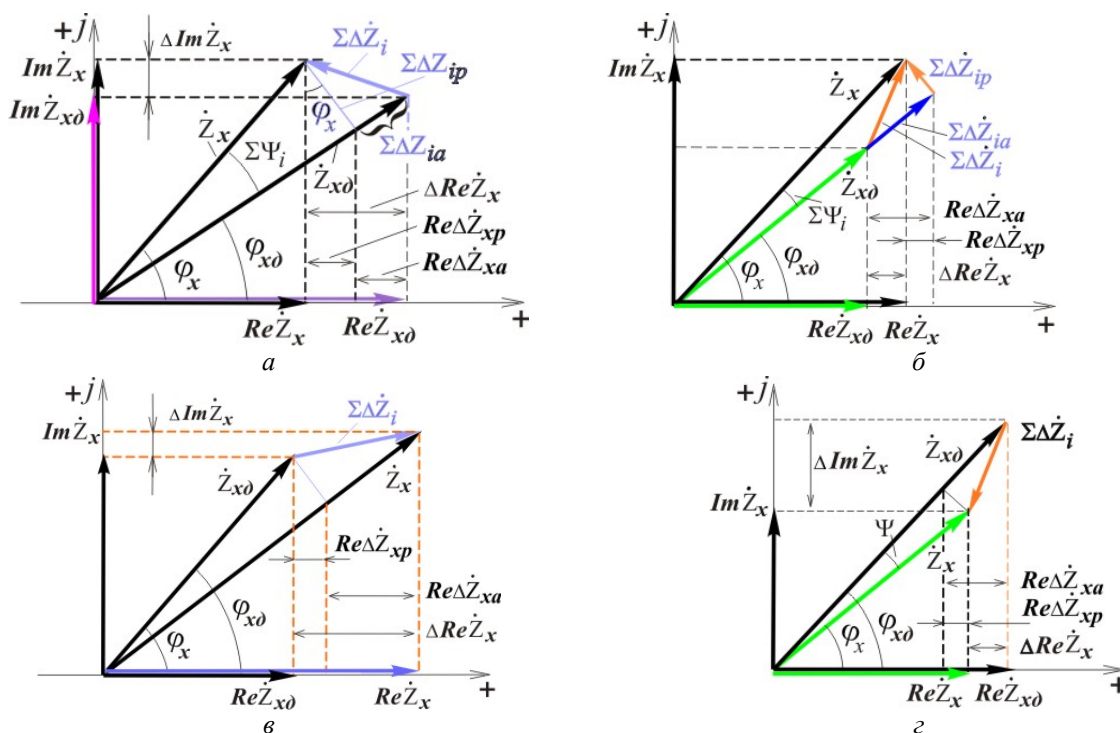


Рис. 4

На рис. 4 изображены варианты векторных диаграмм для четырех возможных соотношений знаков суммарных модульных и фазовых погрешностей мостовой цепи. Далее приведены выражения, поясняющие соотношения между упоминаемыми величинами:

$$\dot{Z}_X = \text{PK}_i e^{j\sum\varphi_i}; \quad \dot{Z}_{x\partial} = \text{PK}_{i\partial} e^{j\sum\varphi_{i\partial}}, \quad \text{где } K_{i\partial} \text{ и } \varphi_{i\partial} - \text{номинальные значения } K_i \text{ и } \varphi_i; \quad \Delta \dot{Z}_x = \sum \Delta \dot{Z}_i; \\ \Delta Z_{xa} = \sum \Delta Z_{ia}; \quad \Delta Z_{xp} = \sum \Delta Z_{ip}; \quad \varphi_i = \varphi_{i\partial} + \psi_i, \quad \varphi_x = \sum(\varphi_{i\partial} + \psi_i); \quad \varphi_{x\partial} = \sum \varphi_{i\partial}; \quad \psi_x = \sum \psi_i.$$

Определим полные дифференциалы от $\text{Re}(\dot{Z}_X)$ и $\text{Im}(\dot{Z}_X)$:

$$d \text{Re}(\dot{Z}_X) = \sum dK_i \frac{\partial \text{Re}(\dot{Z}_X)}{\partial K_i} + \text{PK}_i d(\cos \sum\varphi_i); \quad d \text{Im}(\dot{Z}_X) = \sum dK_i \frac{\partial \text{Im}(\dot{Z}_X)}{\partial K_i} + \text{PK}_i d(\sin \sum\varphi_i).$$

Относительная погрешность измерения активного и реактивного параметров комплексного сопротивления \dot{Z}_X может быть представлена следующим образом:

$$\delta R_X = \frac{d \text{Re}(\dot{Z}_X)}{\text{Re}(\dot{Z}_X)}; \quad \delta X_X = \frac{d \text{Im}(\dot{Z}_X)}{\text{Im}(\dot{Z}_X)}.$$

Для рассматриваемой схемы

$$\text{Re} Z_x = \frac{K_{np}}{K_3} K_{zp} \cdot \cos(\varphi_x + \sum\psi_i); \quad \text{Im} Z_x = \frac{K_{np}}{K_3} K_{zp} \cdot \sin(\varphi_x + \sum\psi_i).$$

Полный дифференциал для активной составляющей Z_X определяется выражением

$$d \operatorname{Re} Z_x = dK_{zp} \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_{zp}} + dK_{np} \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_{np}} + dK_3 \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_3} + d\Sigma \psi_i \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial \psi_i},$$

$$\text{где } \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_{zp}} = \frac{K_{np}}{K_3} \cdot \cos(\phi_x + \sum \psi_i); \quad \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_{np}} = \frac{K_{np}}{K_z} \cdot \cos(\phi_x + \sum \psi_i); \quad \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_3} = K_{np} K_{zp} \cos(\phi_x + \sum \psi_i);$$

$$\frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial \psi_i} = -\frac{K_{np}}{K_3} K_{zp} \cdot \sin(\phi_x + \sum \psi_i).$$

Разделив это выражение на выражение для $\operatorname{Re} Z_x$, получим

$$\delta R_x = \sum dK_i \frac{\frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial K_i}}{\operatorname{Re} \dot{Z}_x} + d\Sigma \psi_i \frac{\frac{\partial \operatorname{Re} \dot{Z}_x}{\partial \psi_i}}{\operatorname{Re} \dot{Z}_x}.$$

$$\text{Откуда } \delta R_x = \sum \delta K_i - \operatorname{tg} \varphi_{x0} \sum \psi_i.$$

Аналогично для реактивной составляющей Z_x можно получить $\delta X_x = \sum \delta K_i + \operatorname{tg} \delta_{x0} \sum \psi_i$.

Учитывая, что при $\Delta Z_x \ll Z_x$ выполняются соотношения $\psi_i \approx \operatorname{tg} \psi_i \approx \delta K_{ip}$; $|\delta \dot{Z}_x| \approx \delta Z_{xa}$; $|\delta K_i| \approx \delta K_{ia}$, где индексы "a" и "p" обозначают активную (амплитудную, модульную, синфазную) и реактивную (фазовую, квадратурную) составляющие соответствующих погрешностей, можно получить выражения для погрешностей измерения абсолютных параметров импеданса \dot{Z}_x :

$$\delta R_x = \sum \delta K_{ia} - \operatorname{tg} \varphi_{x0} \sum \delta K_{ip}; \quad \delta X_x = \sum \delta K_{ia} + \operatorname{tg} \delta_{x0} \sum \delta K_{ip}. \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что относительная погрешность измерения абсолютного параметра имеет две составляющие, одна из которых δ_a определяется амплитудными (модульными) погрешностями коэффициентов передачи узлов моста, а другая – их фазовыми погрешностями δ_p , а также тангенсом фазового угла (или угла потерь) объекта измерения:

$$\delta = \delta_a - \delta_p \operatorname{tg} \varphi_{x0}; \quad \delta = \delta_a + \delta_p \operatorname{tg} \delta_{x0}.$$

Абсолютное значение погрешности измерения относительного параметра получается из выражений $\Delta \operatorname{tg} \varphi_x = \operatorname{tg} \varphi_x - \operatorname{tg} \varphi_{x0}$; $\Delta \operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_x - \operatorname{tg} \delta_{x0}$, где $\operatorname{tg} \varphi_x = \frac{\operatorname{Im}(\dot{Z}_x)}{\operatorname{Re}(\dot{Z}_x)} = \operatorname{tg}(\sum \varphi_{in} + \sum \psi_i) = \operatorname{tg}(\varphi_{x0} + \sum \psi_i)$, для $\operatorname{tg} \delta_x$ – аналогично.

Раскрывая скобку в выражении для $\operatorname{tg} \varphi_x$ и отбрасывая члены с $\operatorname{tg}^2 \sum \psi_i$, получаем

$$\operatorname{tg} \varphi_x = \operatorname{tg} \varphi_{x0} + (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{x0}) \operatorname{tg} \sum \psi_i.$$

С учетом того, что $\operatorname{tg} \sum \psi_i \approx \sum \operatorname{tg} \psi_i$ при $\Delta Z_x \ll Z_x$, находим

$$\Delta \operatorname{tg} \varphi_x = (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{x0}) \sum \operatorname{tg} \psi_i. \quad (6)$$

Аналогичное выражение может быть получено и для $\operatorname{tg} \delta_x$.

Из выражения (6) следует, что абсолютная погрешность измерения относительного параметра определяется фазовыми погрешностями узлов моста и зависит от значения относительного параметра объекта измерения.

При малых значениях относительного параметра ($\operatorname{tg} \varphi_x, \operatorname{tg} \delta_x \rightarrow 0$) величина δK_{ia} близка к модульной погрешности δK_i , поэтому выражения (5), (6) принимают вид

$$\delta X_x = \delta R_x = \sum \delta K_i; \quad \Delta \operatorname{tg} \varphi_x = \sum \operatorname{tg} \psi_i,$$

при $\operatorname{tg} \varphi_x, \operatorname{tg} \delta_x \rightarrow 1$, $\delta X_x = \delta R_x = \sum \delta K_{ia} + \sum \delta K_{ip}$; $\Delta \operatorname{tg} \varphi_x = 2 \sum \operatorname{tg} \psi_i$.

Рассмотрим теперь погрешности измерения абсолютного (δ) и относительного ($\Delta \operatorname{tg} \varphi$) параметров объекта измерения при произвольном режиме работы измерительной цепи моста. Поскольку каждый из блоков может принимать несколько состояний, то можно представить

суммарную погрешность при j -х состояниях i -х параметров режима работы моста суммой погрешностей m блоков, каждый из которых находится в некотором j -м состоянии:

$$\delta = \sum_{i=1}^m \delta_{ij}; \Delta tg \varphi_X = \sum_{i=1}^m tg \psi_{ij}.$$

Выберем один из режимов в качестве опорного. Погрешности в этом режиме составляют $\delta_o = \sum \delta_{io}$ и $\Delta_0 tg \varphi_X = \sum tg \psi_{io}$. Определив приращения погрешностей при изменении состояния i -го параметра режима моста от опорного к j -му как $\Delta \delta_{ij} = \delta_{ij} - \delta_{io}$; $\Delta tg \psi_{ij} = tg \psi_{ij} - tg \psi_{io}$, можем получить значения погрешности измерения абсолютного параметра, используя выражение (1), и аналогично относительного параметра, используя выражение

$$\Delta tg \varphi_X = \Delta_0 tg \varphi_X + \sum \Delta tg \psi_{ij}. \quad (7)$$

Для объектов с $tg \varphi_X \rightarrow 1$ выражения (1) и (7) примут вид $\delta = \delta_o + \sum_i^m \Delta(\delta_a + \delta_p)_{ij}$;

$$\Delta tg \varphi_X = \Delta_0 tg \varphi_X + 2 \sum_i^m \Delta tg \psi_{ij}, \text{ где } \Delta(\delta_a + \delta_p)_{ij} = (\delta_{aj} - \delta_{a0}) + (\delta_{pjj} - \delta_{p0}).$$

В общем случае $\delta = \delta_o + \sum_i^m \Delta(\delta_a + \delta_p tg \varphi_X)_{ij}$; $\Delta tg \varphi_X = \Delta_0 tg \varphi_X + (1 + tg^2 \varphi_X) \sum_i \Delta tg \psi_{ij}$.

Выводы. Описанный способ определения систематических погрешностей многофункциональных, многочастотных и многодиапазонных измерителей параметров комплексных сопротивлений позволяет выделить из общей погрешности приборов составляющие, связанные с неидеальностью метрологических характеристик тех или иных элементов измерительной цепи.

Полученные зависимости суммарных погрешностей от модульных и фазовых составляющих погрешностей коэффициентов передачи основных узлов, а также от фазового угла (угла потерь) объекта контроля позволяют оценить реальные погрешности приборов в любой точке диапазонов измеряемых параметров и скорректировать их при обработке результатов измерений. При этом появляется возможность учесть температурные зависимости составляющих погрешности, что может обеспечить дополнительное повышение точности средств измерений.

Данные о значениях указанных составляющих погрешностей для всех возможных конфигураций и режимов работы измерительной цепи могут быть получены с помощью сравнительно небольшого числа поверочных операций с применением ограниченного набора широкодоступных образцовых мер с высокими метрологическими характеристиками.

1. *Гриневиц Ф.Б.* Автоматические мосты переменного тока. – Новосибирск: Изд-во СО АН СССР, 1964. – 215 с.
2. *Гриневиц Ф.Б., Сурду М.Н.* Высокоточные вариационные измерительные системы переменного тока. – К.: Наук. думка, 1989. – 192 с.
3. *Василенко О.Д., Мельник В.Г., Новик А.И., Семеничева Л.М., Погребняк В.Д., Сліцький О.В.* Універсальні вимірювачі RLC на основі уніфікованих апаратно-програмних засобів // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 129–130.
4. *Монастирський З.Я., Погребняк В.Д.* Квазірезонансні вимірювальні кола універсальних RLC-метрів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 41. – С. 44–49.
5. *Новик А.И.* Системы автоматического уравнивания цифровых экстремальных мостов переменного тока. – К.: Наук. думка, 1983. – 222 с.
6. *Сурду М.Н., Журавлев Ж.П., Могилевский В.М., Мельник В.Г.* Структура и алгоритм работы универсального экстремального микропроцессорного моста переменного тока Р5084 // Техн. електродинаміка. – 1985. – № 5. – С. 100–105.
7. *Сурду М.Н., Ламеко О.Л., Паніч О.В., Лабузов О.Е.* Прецизійний вимірник імпедансу МНС-1100 // Метрологія та прилади. – 2009. – № 3. – С. 16–22.
8. *А.с. 938166 СССР, МКИ G01 R 17/10-№ 2975168/18-21.* Универсальный мост переменного тока / Ф.Б. Гриневиц, В.Г. Мельник, О.А. Орнатский, В.В. Петухов, Ю.А. Смоляр, М.Н. Сурду, Р.Д. Тучин. Заявлено 18.08.80; Опубл. 23.06.82, Бюл. № 23.
9. *А.с. 1456900 СССР, МКИ G01 R 17/10-№4267081/24-21.* Способ метрологической поверки универсальных многодиапазонных приборов сравнения / М.Н. Сурду, Р.Д. Тучин, В.Г. Мельник, Н.И. Михайленко, В.М. Могилевский, Л.Н. Семеничева, А.Д. Василенко. Заявлено 22.06.87; Опубл. 07.02.89, Бюл. № 5.

УДК 621.317.7

В.Г. Мельник, канд. техн. наук, **Л.М. Семеничева**, мол. наук. співроб.

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Новий спосіб визначення похибок та їх корекції в універсальних мостах змінного струму

Запропоновано та обґрунтовано новий спосіб визначення характеристики систематичних похибок багатofункціональних і ширококутjових вимірювачів параметрів комплексних опорів, заснований на виділенні із загальної похибки приладу окремих складових, пов'язаних зі змінами станів перетворювачів вимірювального каналу в різних режимах роботи пристрою. Показано можливість оцінити реальні похибки приладів у будь-якій точці діапазонів вимірюваних параметрів і скорегувати ці похибки в процесі обробки результатів вимірювань при невеликій кількості операцій повірки з застосуванням обмеженого набору широкодоступних зразкових мір з високими метрологічними характеристиками. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: універсальний вимірювач імітансу, корекція похибок.

V.G. Melnyk, L.N. Semenycheva

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

New method of the definition and correction errors procedure in universal ac bridge

The new method for determining the characteristics of systematic errors for the multirange and multiparameter meters of complex impedances is proposed and well-founded. It is based on the separation from the total error of a device of independent components, related to changes in the state of converters of measuring channel in different modes of operation. The possibility is shown to evaluate the real error of devices in any point of the ranges of measured parameters and to correct these errors in the processing of the measurement results using a small number of testing operations and with the limited set of the standards which are widely spread. References 9, figures 4.

Key words: universal LCR meter, the correction of errors.

Надійшла 12.01.2016

Received 12.01.2016

УДК 621.586.772

ВИЗНАЧЕННЯ ФУНКЦІЇ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЄМНІСНОГО СЕНСОРА ПОВІТРЯНОГО ЗАЗОРУ В ГІДРОГЕНЕРАТОРІ СГК 538/160-70М

А.С. Левицький, докт. техн. наук, **Є.О. Зайцев**, канд. техн. наук, **Б.А. Кромпляр**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03380, Україна

e-mail: krbog@ied.org.ua

Визначено аналітично та перевірено експериментально функцію перетворення ємнісного сенсора переміщення з компланарними паралельними електродами. Сенсор призначено для вимірювання переміщення плоскої заземленої поверхні відносно загальної поверхні електродів. Вибрано оптимальну геометрію електродів сенсора з метою його застосування на капсульному гідрогенераторі СГК 538/160-70М як вимірювача повітряного зазору між полюсом ротора та розточенням осердя статора. Бібл. 3, рис. 3.

Ключові слова: вимірювання, ємність, переміщення, гідрогенератор, повітряний зазор.

Для вимірювання статичних та динамічних взаємних зміщень двох металевих поверхонь може бути використаний ємнісний сенсор з двома паралельними компланарними електродами. Типовим прикладом таких поверхонь є поверхня розточення осердя статора та поверхня полюса ротора в гідрогенераторі. Якщо два паралельні компланарні електроди розмістити через ізолюючий проміжок на розточенні осердя статора, то при зміні повітряного зазору між поверхнею електродів та заземленим полюсом ротора буде змінюватись електрична ємність між електродами.

Метою цієї роботи є визначення функції перетворення ємнісного сенсора повітряного зазору з зазначеною формою електродів, розрахованого для застосування в капсульному гідрогенераторі СГК 538/160-70М.