

УДК 621.317

**ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ  
ИММИТАНСОМЕТРИЧЕСКИХ КАНАЛОВ****А.Д.Василенко**, канд.техн.наук, **В.Г.Мельник**, канд.техн.наук, **А.И.Новик**, докт.техн.наук  
**Л.Н. Семенычева****Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.****e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)**

*Рассматриваются принципы построения измерительного канала приборов для определения параметров комплексных сопротивлений, позволяющие существенно повысить их разрешающую способность без значительных усложнений конструкции и применяемых технологий. Их суть заключается в применении комбинированного преобразования методом сравнения пассивных и активных величин в двух системах уравнивания измерительной схемы – в мостовой цепи переменного тока и в устройстве обработки ее выходного сигнала. Приводятся возможные схемотехнические решения и обоснован алгоритм измерения с согласованием шкал этих систем. Библ. 20, рис. 3.*

**Ключевые слова:** мост переменного тока, измерительный канал, дискретность преобразования.

**Введение.** Повышение разрешающей способности, точности и быстродействия измерителей параметров электрического иммитанса: комплексного сопротивления – импеданса или комплексной проводимости – адмитанса (измерителей *RLC*, как их часто называют) является одним из основных направлений исследований и разработок в области электроизмерительной техники на протяжении многих десятилетий. Решению этих вопросов посвящены фундаментальные труды известных отечественных и зарубежных ученых, а также описания многих практических разработок [2–5,7, 11,13,14,19].

Несмотря на то, что за прошедшие годы разработано и выпущено множество типов приборов, актуальность указанных задач несколько не уменьшилась. Это объясняется, в частности, широким распространением измерительных систем с импедансными датчиками, информативными величинами которых являются активное сопротивление (резистивные датчики), емкость, индуктивность и их комбинация. Для таких систем требуется сочетание трудно совмещаемых характеристик: высокой разрешающей способности и чувствительности, быстродействия и невысокой стоимости. В особой степени это относится к электрохимическим, биосенсорным и другим системам, где необходимо ограничивать уровень измерительного напряжения на объекте контроля, а сам этот объект характеризуется сложной схемой замещения и рядом неинформативных параметров.

Среди известных способов высокоточного измерения параметров комплексного сопротивления наибольшее распространение получили способы, основанные на сравнении измеряемого параметра с соответствующим параметром образцовой меры (эталоны) в мостовой цепи путем ее поразрядного, пошагового уравнивания. Направление уравнивающих регулировок определяется по результату предшествующей регулировки или специального пробного (модуляционного) воздействия. При этом анализируется знак приращения модуля (амплитуды) выходного сигнала моста или фаза последнего. Наилучшие результаты получены в мостах с экстремальным уравниванием [2,13], где равновесие на каждом из разрядов (частные экстремумы) фиксируется по минимальному значению амплитуды выходного сигнала (сигнала неравновесия) моста. Однако применение упомянутых методов измерения в устройствах с числом декад более 4–5 затруднительно по следующим причинам.

Во-первых, как уже указывалось, требуется существенное усложнение уравнивающих элементов в плечах моста. Во-вторых, соответствующим образом усложняется и усилитель сигнала неравновесия измерительной цепи (его коэффициент передачи и полоса пропускания должны ступенчато изменяться при каждом переходе к регулированию более младшей декады). В-третьих, процесс уравнивания младшими разрядами требует дополнительных затрат времени, что увеличивает время измерения и динамические погрешности.

Попытки создания быстродействующих цифровых измерителей иммитанса с высоким разрешением, в частности, для работы с датчиками предпринимались с использованием различных способов. Один из них – установка старших разрядов уравнивающих элементов вручную, когда в автоматическом режиме необходимо отслеживать лишь небольшие изменения параметров объекта измерения на фоне достаточно большой их постоянной составляющей (применяются комбинированные или гибридные схемы уравнивающих элементов [4], иногда с использованием ЦАП на основе матриц R-2R). В качестве примера устройства с полноразрядным автоматическим уравниванием можно привести разработанный и выпускавшийся малой серией сверхбыстродействующий цифровой электронный микрометр с емкостным датчиком (разрешающая способность  $2^{-18}$ , время полного прохода шкалы в следящем режиме 50 мс) [14]. Недостатком упомянутых устройств является невысокая технологичность, а также ограничение области применения теми случаями, когда необходимо измерять один параметр иммитанса, при этом второй (квадратурный) относительно мал и изменяется в процессе работы незначительно.

Решение задачи повышения разрешающей способности измерителей иммитанса в общем виде возможно путем создания устройств с комбинированным преобразованием, в которых сочетаются два способа определения составляющих иммитанса: дискретное уравнивание мостовой цепи по двум параметрам с ограниченной разрядностью уравнивающих элементов и преобразование иммитанса исследуемого объекта в активный информативный сигнал (напряжение) с последующим выделением и прямым цифровым кодированием двух квадратурных составляющих, пропорциональных определяемым параметрам объекта [5]. Отдельные примеры построения иммитансометрических устройств с таким комбинированным преобразованием описаны, в частности, в [11,12,17], но общие их свойства и некоторые важные детали реализации не освещены в литературе.

Цель настоящей статьи – проанализировать и обобщить особенности упомянутого комбинированного цифрового преобразования иммитанса, а также показать некоторые аспекты сочетания двух разнородных способов в одном устройстве.

Прежде всего, необходимо ограничить круг измерительных цепей, для которых применимо дискретное комбинированное преобразование. Очевидно, что измерительная цепь должна обладать линейной функцией преобразования, т.е. квадратурные составляющие ее выходного напряжения (тока) в неуравновешенном состоянии должны быть линейно связаны как с регулируемыми, так и с измеряемыми параметрами. Таким свойством обладают, как известно, мостовые цепи нормальной структуры при определении двух нормальных параметров объекта измерения [13]. Должна быть строго выдержана линейность передаточной характеристики канала передачи сигнала неравновесия от его входа до выхода, с которого снимаются информационные сигналы. Наконец, необходимо обеспечить взаимное соответствие дискретностей преобразования ("совместимость шкал") измеряемых параметров при уравнивании моста (с одной стороны) и при прямом цифровом измерении остаточного неравновесия (с другой). Препятствием для достижения высокоточной совместимости шкал является нестабильность амплитуды напряжения  $U_G$  питания моста, паразитного сдвига фаз опорных напряжений по отношению к  $U_G$ , а также неопределенность изменений амплитудной и фазовой характеристики тракта преобразования выходного сигнала мостовой цепи при изменении его усиления. Пути решения данной проблемы детально рассмотрены в [5], а также в [17,18] прежде всего с целью повышения быстродействия мостов переменного тока за счет использования методов экстраполяционного уравнивания. Описанные в [5] способы уравнивания позволяют, в частности, определить величины неравновесия мостов переменного тока по двум ортогональным параметрам путем вычислений с использованием результатов измерения амплитуд двух взаимно-квадратурных составляющих выходного сигнала моста до и после выполнения определенной вариации состояния одного или двух уравнивающих элементов мостовой цепи. Результаты этих вычислений оказываются инвариантными по отношению к значениям коэффициента передачи преобразователей выходного сигнала моста по модулю и по фазе, а также к нестабильностям амплитуды напряжения питания мостовой цепи и фазового сдвига по отношению к нему опорных напряжений синхронных детекторов. На основе таких способов измерений были созданы сверхточные измерительные системы для сравнения образцовых мер (эталонов) высоких классов точности [16,17], а также прецизионная термометрическая система [6,11]. В этих разработках использованы трансформаторные мостовые измерительные цепи с ограниченной дискретностью регулирования (до 4 декад) и аналого-цифровые преобразователи сигнала неравновесия. В таких системах полная разрядность шкалы с учетом экстраполяции по остаточному сигналу неравновесия достигает 7–8 декад.

Однако реализованные алгоритмы измерений имеют высокую эффективность лишь при определении статических или медленно меняющихся параметров, поскольку даже небольшие изменения этих параметров за время измерения результатов вариаций приводят к большим погрешностям экстраполяции. Другой их недостаток – неэффективное использование энергии сигнала от объекта измерения из-за того, что после каждой вариации необходимо ожидать, пока затухнет переходный процесс в канале обработки сигнала неравновесия. Это не критично при работе с такими объектами, как образцовые меры (эталоны), которые позволяют подавать на них довольно высокие уровни измерительных сигналов. При работе же с иммитансными датчиками эти уровни часто ограничены, и эффективность использования энергии информативного сигнала становится очень важным фактором, определяющим достижимую разрешающую способность приборов [8].

Для высокочувствительных измерений при быстро изменяющихся значениях параметров комплексных сопротивлений может быть предложен немного отличающийся подход к решению проблем, связанных с неопределенностью коэффициента передачи тракта преобразования выходного сигнала мостовой цепи. Он так же, как и упомянутый выше метод экстраполяции, основан на применении тестовой калибровки [1,15] канала измерения выходного сигнала моста, но отличается тем, что тестовое воздействие производится не в каждом цикле измерения, а однократно для получения целого массива данных. В результате тестового воздействия определяются корректирующие коэффициенты, учитывающие изменения модуля и фазового угла коэффициента передачи этого тракта, которые затем используются для коррекции результатов в каждом цикле измерения параметров остаточного выходного сигнала моста. Поскольку нестабильность коэффициента передачи тракта усиления за время измерения обычно невелика (десятые и сотые доли процента), нет необходимости выполнять вариационное тестирование и ожидать окончания переходного процесса при каждом измерении. Это существенно улучшает динамические свойства систем и повышает эффективность использования энергии информативного сигнала от объекта исследования. Здесь следует напомнить, что на результаты измерения параметров остаточного выходного сигнала моста влияет также наличие фазового сдвига между напряжением генератора питания моста и опорными напряжениями синхронных детекторов. Поэтому применение такого способа измерения требует жесткой взаимосвязи фаз этих сигналов, что, однако, несложно обеспечить, используя цифровые генераторы ступенчатого квазисинусоидального напряжения с одновременным формированием синфазного и квадратурного ему опорных напряжений формы «меандр». Технические решения, необходимые для реализации метода тестовой калибровки измерительного канала, были разработаны и применены одним из авторов данной статьи в начале 90-х годов при создании измерителей тангенса угла потерь листовых диэлектрических материалов и горюче-смазочных материалов, измерителей усилий и веса с емкостными датчиками, ряда других устройств [9,11].

За прошедшие 20 лет достигнуто существенное улучшение технических параметров аналоговых и аналого-цифровых компонентов электронных схем. Промышленностью выпускаются дешевые, малопотребляющие, быстродействующие микроконтроллеры и другие цифровые микросхемы. Это позволяет реализовать новые структуры и алгоритмы работы импедансометрических каналов с комбинированным преобразованием измеряемых параметров, на основе которых возможно создание дешевых, малогабаритных и высокотехнологичных приборов с технико-экономическими показателями, существенно лучшими, чем у существующих аналогов.

#### **Построение измерителей иммитанса с комбинированным преобразованием.**

Как известно, точность измерения параметров иммитанса с помощью мостовых измерительных цепей определяют следующие факторы:

- точность и стабильность используемых образцовых мер;
- точность узлов, осуществляющих преобразование и сравнение сигналов;
- линейность функции преобразования (регулируемой характеристики) переключаемых плечевых элементов моста;
- степень защиты измерительной цепи от паразитных электрических и магнитных связей;
- дискретность (разрядность) сравнения измеряемого и образцового параметров.

Если первые четыре фактора связаны с применяемыми комплектующими изделиями, конструкцией и технологией изготовления узлов аппаратуры, оптимальностью их схемотехнических решений, то последний фактор обусловлен принципиальными ограничениями, связанными со структурой прибора и способом измерения. Решить проблему разрядности можно путем создания измерительно-

го канала с двумя системами сравнения измеряемых и образцовых величин. На рис. 1 показана структурная схема, иллюстрирующая комбинированный способ измерения.

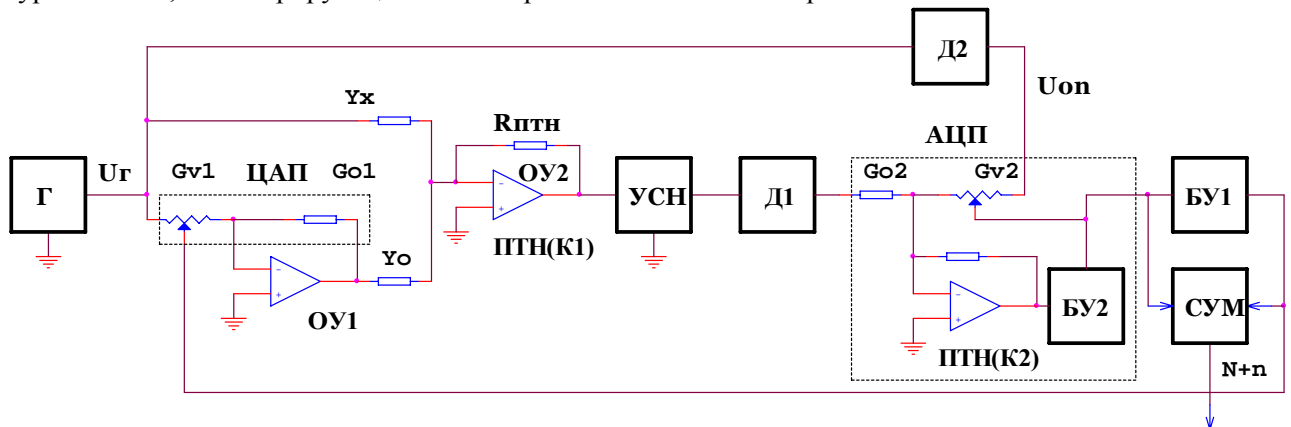


Рис. 1

Уравновешиваемая компенсационно-мостовая измерительная цепь нормальной структуры КМИЦ (в данном случае – построенная по схеме сравнения токов и, для упрощения, только с одним измеряемым параметром  $Y_x$ ) образуется цифроаналоговым преобразователем ЦАП, содержащим регулируемую  $G_{v1}$  и постоянную  $G_{01}$  проводимости, а также операционный усилитель ОУ1, опорной образцовой мерой  $Y_0$  и объектом измерения  $Y_x$ , которые имеют одинаковый характер (активная проводимость либо емкость). Благодаря инверсии фазы сигналов в ЦАП, токи ветвей КМИЦ взаимно вычитаются на ее выходе. Разностный ток (сигнал неравновесия моста) преобразуется в напряжение преобразователем ПТН с пренебрежимо малым входным сопротивлением. Усилитель сигнала неравновесия УСН служит для повышения этого напряжения до уровня, достаточного для функционирования системы автоматического уравнивания КМИЦ. Система уравнивания в мостах переменного тока включает устройство анализа изменений информативного параметра сигнала неравновесия (в экстремальных мостах это детектор приращения амплитуды напряжения сигнала неравновесия) и блок управления БУ, который осуществляет регулирование уравнивающего элемента мостовой цепи (в нашем случае – ЦАП) для приведения ее в равновесие. В схеме на рис. 1 уравнивание КМИЦ производится с помощью БУ1. Результатом уравнивания является код  $N$ , соответствующий значению измеряемой величины  $Y_x$  с дискретностью, определяемой разрядностью ЦАП. Упомянутое устройство анализа реализовано на основе АЦП (с поразрядным взвешиванием или с развертывающим преобразованием), который содержит ЦАП ( $G_{02}$ ,  $G_{v2}$ ), ПТН в качестве компаратора К2 и блок управления БУ2, осуществляющий уравнивание токов в проводимостях ЦАП. Результатом этого уравнивания, дискретность которого определяется разрядностью ЦАП ( $G_{02}$ ,  $G_{v2}$ ), является код  $n$ . Выпрямители (детекторы Д1, Д2) на входах ЦАП  $U_x$  и  $U_{on}$  позволяют определять отношение напряжений переменного тока, в данном случае – остаточного сигнала неравновесия моста и напряжения  $U_G$  генератора  $\Gamma$  питания мостовой цепи. Очевидно, что в данном случае КМИЦ, ПТН, УСН, Д1, с одной стороны, и Д2, с другой стороны, также образуют компенсационно-мостовую цепь, которая уравнивается с помощью БУ2, что и позволяет определять величину неравновесия КМИЦ, содержащей ЦАП,  $Y_x$  и  $Y_0$ . Полный результат измерения  $Y_x$  может быть получен суммированием в блоке СУМ результатов уравнивания мостовой цепи и цифрового измерения остаточного напряжения неравновесия. Особенности этого суммирования будут рассмотрены ниже.

Потенциальная точность измерения в приборе, реализованном по этой схеме, определяется точностью ЦАП и образцовых мер, входящих в состав КМИЦ, а дискретность измерений – суммарной разрядностью указанного ЦАП и примененного АЦП.

Рассмотрим соотношения сигналов в этой схеме. Выходной ток  $\Delta I_x$  мостовой цепи равен разности токов ее ветвей

$$\Delta I_x = I_x - I_0 = U_G \left( Y_x - \frac{Y_0 G_{v1}}{G_{01}} \right).$$

Величина напряжения сигнала неравновесия моста на входе АЦП (в виде среднего значения выпрямленного напряжения рабочей частоты) с учетом коэффициента передачи УСН ( $K_{уcн}$ ) определяется выражением

$$U_{нр} = U_{Г} \left( Y_x - \frac{Y_0 G_{v1}}{G_{01}} \right) R_{нмн} K_{уcн}.$$

Представим  $Y_x$  в виде двух частей: уравновешенной (компенсированной) с помощью ЦАП  $Y_{xк}$  и недокомпенсированной части  $\Delta Y_x$

$$U_{нр} = U_{Г} \left( \Delta Y_x + Y_{xк} - \frac{Y_0 G_{v1}}{G_{01}} \right) R_{нмн} K_{уcн}.$$

После завершения уравновешивания сумма второго и третьего слагаемых обращается в нуль, откуда  $Y_{xк} = Y_0 G_{v1} / G_{01}$ , а остаточное неравновесие отражается напряжением  $U_{нр} = U_2 \Delta Y_x R_{нмн} K_{уcн}$ . На опорный (референсный) вход АЦП подается напряжение  $U_{он}$ , представляющее собой среднее значение выпрямленного напряжения  $U_2$ . Напряжения  $U_{нр}$  и  $U_{он}$  создают в проводимостях  $G_{02}$ ,  $G_{v2}$  противоположные по направлению токи, разница которых  $\Delta I_{АЦП}$  сводится к нулю регулировкой  $G_{v2}$  с помощью БУ2

$$\Delta I_{АЦП} = U_{нр} G_{02} - U_{Г} G_{v2} = U_{Г} (\Delta Y_x R_{нмн} K_{уcн} G_{02} - G_{v2}).$$

Система уравновешивания АЦП приводит к нулю выражение в скобках, после чего можно записать

$$\Delta Y_x = \frac{G_{v2}}{R_{нмн} G_{02} K_{уcн}}.$$

Таким образом, при достижении равновесных состояний обеих систем уравновешивания выполняется равенство

$$Y_x = \frac{Y_0 G_{v1p}}{G_{01}} + \frac{G_{v2p}}{R_{нмн} G_{02} K_{уcн}}. \quad (1)$$

В этом выражении  $G_{v1p} / G_{01} = N$ , а  $G_{v2p} / G_{02} = n$ .

Анализ схемы и выражения (1) показывает, что при такой структуре прибор может работать в трех режимах (в зависимости от алгоритма управления процессом измерения). Если АЦП используется только для определения знака приращения  $\Delta I_x$  при регулировании ЦАП (уравновешивающего элемента КМИЦ), то реализуется режим экстремального уравновешивания (в частности, подобным образом был устроен автоматический экстремальный мост переменного тока Р5084, разработанный авторами и выпускавшийся киевским заводом «Точэлектроприбор» в середине 80-х годов [20]). Если ветвь образцовой меры  $Y_0$  отключена (код управления проводимостью  $G_{v1}$  равен 0), то прибор работает в режиме, который называют режимом прямого преобразования (по сути, реализующий метод амперметра-вольтметра). В этом случае ток  $\Delta I_x$  равен току  $I_x$ , обусловленному напряжением питания  $U_2$ . Далее этот ток преобразуется во входное напряжение АЦП ( $U_{нр}$  на рис. 1) и кодируется. В рассматриваемой схеме используется логотрический АЦП с резисторным ЦАП, поэтому фактически, как уже указывалось выше, здесь также образуется компенсационно-мостовая цепь, в которой роль основной образцовой меры играет  $G_{02}$ , а роль уравновешивающего элемента –  $G_{v2}$ . В двух описанных режимах разрешающая способность прибора определяется разрядностью примененных ЦАП и АЦП соответственно. Третий возможный режим является комбинацией двух предыдущих. Разрядность получаемых данных при этом определяется суммой разрядностей ЦАП и АЦП, причем соотношение разрядностей ЦАП и АЦП может быть различным, в зависимости от требований к данному средству измерения. Обратим внимание, что коэффициент передачи усилителя УСН входит в выражение (1), что может повысить разрешающую способность и чувствительность схемы, но при этом ухудшить ее точность и стабильность характеристик. Каким образом данная проблема решается с помощью вариационной калибровки, будет показано ниже.

Следует указать, что для измерения остаточного неравновесия в схеме может быть применен логотрический АЦП любого типа – на основе резисторного ЦАП с поразрядным взвешиванием или с развертывающим преобразованием, как на рис. 1, интегрирующий, сигма-дельта и др. Выбор типа АЦП определяется необходимой разрядностью и допустимым временем уравновешивания, технологическими и экономическими факторами.

В общем случае устройство должно обеспечивать измерительное преобразование двух составляющих иммитанса  $Y_x$ . Поэтому в первой системе уравнивания ток  $I_0$  формируется из двух регулируемых квадратурных составляющих с помощью двух ЦАП, образцовых резисторов и конденсаторов, а во второй системе отдельно измеряются и кодируются две составляющие сигнала, пропорционального  $\Delta Y_x$ . Для этого в АЦП используются ключевые синхронные детекторы, причем в качестве Д1 – детектор с переключаемыми опорными напряжениями, одно из которых синфазно с напряжением  $U_G$ , а второе – квадратурно по отношению к  $U_G$ . С учетом этого, рассмотренная выше структура измерительной цепи позволяет успешно применить методы экстраполяционного уравнивания, описанные в [5]. Для их реализации необходимо сформировать синусоидальное напряжение для питания измерительной цепи и два опорных напряжения управления для синхронных детекторов, когерентных с указанным напряжением и сдвинутых относительно друг друга точно на четверть периода. Такую систему напряжений рационально формировать с помощью цифрового синтезатора квазисинусоидального напряжения (например, основанного на ШИМ или ступенчатой аппроксимации), содержащего быстродействующий ЦАП, а также счетное устройство для формирования кодов управления ЦАП и опорных напряжений. Другой, менее точный, способ получения системы когерентных напряжений состоит в применении фазовращателя синусоидального напряжения питания моста и ограничителей напряжений для формирования опор синхронных детекторов. При этом не всегда возможно, особенно в трансформаторных мостах и при широком диапазоне рабочих частот, установить достаточно точное и стабильное соотношение фаз напряжения питания моста и опорных напряжений из-за наличия фазовых сдвигов между напряжением генератора и напряжениями на плечах моста. Данная проблема не является критичной при использовании упомянутых методов экстраполяции, поскольку точное поддержание фазового сдвига требуется только между опорными напряжениями детекторов.

**Прецизионный иммитансометрический канал с периодической тестовой калибровкой измерителя сигнала неравновесия моста.** Как уже указывалось, применение метода тестовой калибровки измерительного канала обусловлено более высокими требованиями к уменьшению паразитных фазовых сдвигов между напряжением питания моста и опорными напряжениями синхронных детекторов. Однако в последние годы благодаря доступности быстродействующих, малопотребляющих логических микросхем и аналоговых ключей с малым сопротивлением удалось реализовать простые и точные синтезаторы ступенчатого квазисинусоидального напряжения с дополнительными выходами двух квадратурных опорных напряжений для синхронных детекторов, которые обеспечивают рассогласование этих напряжений во времени на уровне 10 наносекунд. С другой стороны, появились перемножающие ЦАП, которые, как показывают выполненные авторами исследования, позволяют создавать компенсационно-мостовые измерительные цепи с погрешностями уравнивания по синфазной и квадратурной составляющим на уровне 0,01% в диапазоне частот до 10 кГц. Эти технологические возможности в совокупности с применением методов коррекции погрешностей в измерительном канале делают возможным реализацию недорогих измерителей  $RLC$ , метрологические характеристики которых сравнимы с возможностями намного более сложных и дорогих приборов.

Ниже будет рассмотрен измеритель параметров иммитанса на основе моста переменного тока, снабженного аналого-цифровым преобразователем выходного сигнала измерительной цепи, в котором реализуется комбинированное преобразование измеряемых параметров с применением вариационной калибровки тракта обработки сигнала неравновесия моста.

На рис. 2 показана упрощенная схема мостовой измерительной цепи переменного тока с векторным измерителем сигнала неравновесия, уравниваемой по параметрам иммитанса  $G$  и  $C$ . Кратко рассмотрим ее работу.

Генератор  $\Gamma$  формирует синусоидальное напряжение  $U_e$  питания мостовой цепи и два опорных прямоугольных напряжения для прецизионных ключевых синхронных детекторов СД1 и СД2. Напряжение  $U_{сф}$  синфазно с  $U_G$ , а напряжение  $U_{кв}$  находится в квадратуре по отношению к нему. Синусоидальное напряжение подается на мостовую цепь, образованную двумя ветвями: ветвью образцовой меры  $R_0$  и ветвью объекта измерения  $Y_x$ , в состав которой также входят регулируемые делители напряжения ДН<sub>р</sub> и ДН<sub>к</sub>, токозадающие образцовые меры  $R_{01}$ ,  $C_{01}$  и преобразователь ток-напряжение ПТН1. Делители ДН<sub>р</sub> и ДН<sub>к</sub> являются уравнивающими элементами моста по параметрам  $p$  (активная проводимость) и  $q$  (реактивная проводимость). Выходной ток мостовой цепи преобразуется в напряжение сигнала неравновесия с помощью ПТН2, усиливается усилителем сигнала неравновесия УСН, имеющим регулируемый коэффициент передачи, и раскладывается на две составляющие

щие с помощью СД1 и СД2. Далее эти составляющие преобразуются в цифровой код аналого-циф-

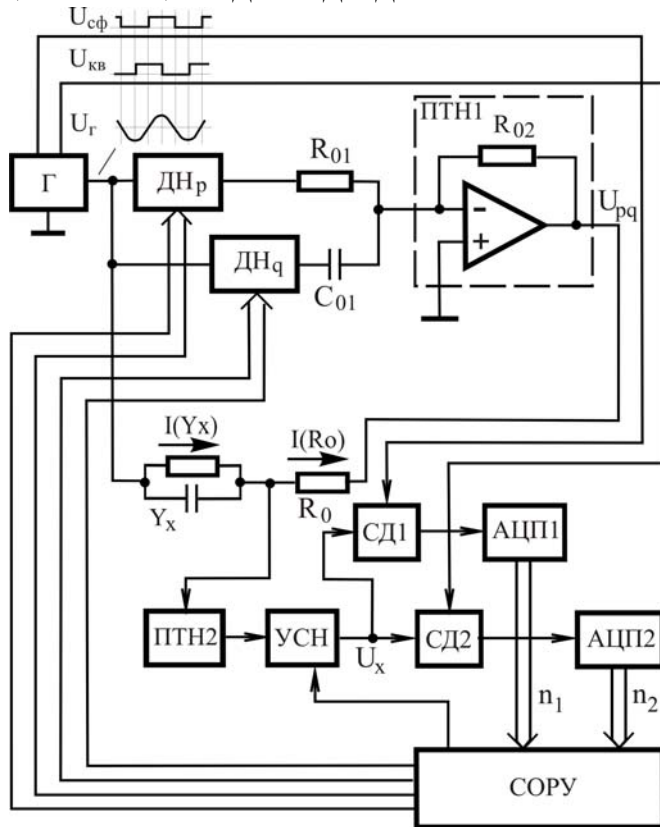


Рис. 2

ровыми преобразователями АЦП. Выходные коды АЦП обрабатываются системой обработки результатов и управления СОПУ, которая производит необходимые вычисления и управляет процессом уравнивания. Уравнивание моста заключается в создании на выходе ПТН1 (путем регулировки двух взаимно-квадратурных токов, протекающих через  $R_{01}$  и  $C_{01}$ ) напряжения  $U_{pq}$ , обеспечивающего протекание в  $R_0$  тока  $I_0$ , равного по модулю и противоположного по направлению току  $I_x$  в  $Y_x$ . При этом сигнал на выходе моста принимает минимально возможное значение.

Процесс измерения, как и в устройствах, описанных в [6,11,12,16,17], состоит из двух этапов: на первом из них определяются значения параметров  $p$  и  $q$ , при которых достигается балансировка моста настолько точная, насколько это позволяет дискретность регулировки уравнивающих элементов. В соответствии с этими значениями устанавливаются коэффициенты передачи ДН<sub>р</sub> и ДН<sub>q</sub>. На втором этапе определяются значения  $p'_x$  и  $q'_x$ , соответствующие остаточному неравновесию моста в шагах дискретности уравнивания. Полученные суммы первого и второго этапов являются искомыми параметрами объекта измерения

$$p_x = p + p'_x, \quad q_x = q + q'_x.$$

Итоговая разрядность результата измерения  $p_x$  ( $q_x$ ) равна суммарной разрядности кодов  $p$  ( $q$ ) и  $p'_x$  ( $q'_x$ ). Отметим также, что значения  $p'_x$  и  $q'_x$  функционально связаны с кодами АЦП  $n_1$  и  $n_2$ . Характер этой связи определяется масштабом преобразований в АЦП и СД, комплексным коэффициентом передачи ПТН2 и УСН, а также возможными фазовыми сдвигами опорных напряжений  $U_{сф}$  и  $U_{кв}$  относительно  $U_{Г}$ .

Очевидно, что определение  $p'_x$  и  $q'_x$  с точностью, адекватной разрядности АЦП, требует и соответствующей точности определения указанной функциональной связи. Это может быть сделано калибровочным воздействием достаточно точной величины на один из параметров мостовой цепи. Проще всего осуществить такое воздействие путем нормированного изменения (вариации) одного из уравнивающих параметров:  $p \pm \Delta p$  или  $q \pm \Delta q$  [4].

Искомая функциональная связь определяется как отношение приращений выходных кодов АЦП  $\Delta n_1$  и  $\Delta n_2$  к вызвавшим их вариациям параметра  $p$  или  $q$ . Такие калибровки измерительного тракта могут осуществляться при каждом определении  $p'_x$  и  $q'_x$  или периодически, в зависимости от стабильности параметров тракта.

При использовании экстраполяционного метода измерения, описанного и примененного в [4] и в других упомянутых выше работах, первый этап, как правило, состоит из нескольких итераций, на каждой из которых значения  $p$  и  $q$  уточняются на величину  $p'$  и  $q'$ , аналогично второму этапу измерения. Итерации продолжаются до тех пор, пока значения  $p'$  и  $q'$  не станут меньше значения последнего разряда кода управления соответствующего уравнивающего элемента. Далее выполняются операции второго этапа и вычисление окончательного результата измерения. Все это требует значительных затрат времени, что с учетом особенностей алгоритма вычисления  $p'$  и  $q'$ ,  $p'_x$  и  $q'_x$  (см. ниже) приводит, как выше указывалось, к большим динамическим погрешностям при измерении величин, которые за время одной итерации изменяются хотя бы на несколько единиц дискретности.

В случае измерительных систем с датчиками указанные изменения параметров увеличиваются на порядки по сравнению с измерителями параметров статических объектов, что потребует часто-





основной системе координат – отрезки  $OA$  и  $OB$ . В системе координат опорных напряжений компоненты вектора  $\dot{U}_x$  – отрезки  $OE$  и  $OD$  ( $\text{Re}[U_x]$  и  $\text{Im}[U_x]$  соответственно). В верхней части диаграммы показаны отрезки годографов вектора  $\dot{U}_x$  – линии уравнивания при регулировании параметров  $p$  и  $q$  ( $p=\text{var}$  и  $q=\text{var}$  соответственно). Задача процесса калибровки – найти составляющие вектора  $\dot{U}_x$  в основной системе координат, поскольку они определяют необходимые приращения составляющих  $p$  и  $q$ , приводящие схему к полному равновесию ( $U_x = 0$ ).

Угол  $\varphi_0$  взаимного поворота осей двух указанных систем координат и масштабные соотношения между ними характеризуют рассматриваемую нами функциональную связь между  $n_1$  и  $n_2$  и их отображением  $p_x$  и  $q_x$ . Таким образом, в процессе калибровки измерительного тракта должна решаться задача преобразования измеренных параметров  $\text{Re}[U_x]$  и  $\text{Im}[U_x]$  (в виде кодов  $n_1$  и  $n_2$ ) в параметры  $p_x$  и  $q_x$  путем масштабирования и поворота осей координат на угол  $\varphi_0$ .

Заметим, что в начале процесса измерения параметры  $p$  и  $q$ , определяющие коэффициенты передачи  $DN_p$ ,  $DN_q$ , и токи мер  $C_{01}$ ,  $R_{01}$  равны нулю (максимальные значения  $p$  и  $q$  равны 1). При этом ток  $I(Y_x)$  объекта измерения вызывает на выходе УСН (если нет паразитных фазовых сдвигов в усилительном тракте) пропорциональное и синфазное напряжение  $U_x$  с координатами  $\text{Re}[U_x]$ ,  $\text{Im}[U_x]$  в системе координат  $U_{сф}$ ,  $U_{кв}$  и координатами  $p_x$ ,  $q_x$  в основной системе координат. Эти координаты  $p_x$  и  $q_x$  совпадают с одноименными параметрами  $Y_x$ , если сдвиг фаз между двумя системами координат пренебрежимо мал. После первой и последующих итераций уравнивания, когда  $p$ ,  $q$  и выходное напряжение ПТН1  $U_{pq}$  становятся отличными от нуля, вектор  $\dot{U}_x$  характеризует разностный выходной сигнал моста с координатами  $p'_x = p_x - p$  и  $q'_x = q_x - q$ . При этом из-за возрастания  $K_{усн}$  увеличивается  $\varphi_0$ , что приводит к рассогласованию координат  $\dot{U}_x$  в указанных системах.

Как уже упоминалось, калибровка тракта осуществляется путем вариации одного из уравнивающих параметров. Пусть параметр  $p$  изменяет свое значение на  $\Delta p$ . На рис. 3 этому изменению соответствует приращение выходного сигнала моста на величину  $\Delta \dot{U}_{(p)}$  (отрезок  $MP$ , вектор  $\dot{U}_x$  перемещается в положение  $\dot{U}_{xk}$ , его составляющие  $\text{Re}[U_{xk}]$  и  $\text{Im}[U_{xk}]$  – отрезки  $OE_k$  и  $OD_k$  соответственно). Поскольку направление вектора  $\Delta \dot{U}_{(p)}$  совпадает с линией уравнивания по  $p$ , а модуль его определяется величиной  $\Delta p$ , то результат измерения  $\Delta \dot{U}_{(p)}$  в координатах  $U_{сф}$ ,  $U_{кв}$  позволяет преобразовать координаты  $\text{Re}[U_x]$  и  $\text{Im}[U_x]$  в координаты  $q_x$ ,  $p_x$ . Для этого используются соотношения (масштабирование и поворот осей координат)

$$Kp_x = \text{Re}[U_x] \cos \varphi_0 - \text{Im}[U_x] \sin \varphi_0, \quad Kq_x = \text{Re}[U_x] \sin \varphi_0 + \text{Im}[U_x] \cos \varphi_0. \quad (2)$$

Здесь  $K$  – неизвестный масштабный коэффициент с размерностью напряжения,  $K = U_T (R_{02} / R_{01}) \cdot K_{усн}$ ;  $K$  численно равен значению напряжения на входе АЦП при  $p=1$ .

Значения  $\sin \varphi_0$  и  $\cos \varphi_0$  могут быть определены из рассмотрения треугольника  $QMP$ , по результатам вариации

$$\cos \varphi_0 = \frac{QP}{MP} = \frac{\text{Re}[U_{xk}] - \text{Re}[U_x]}{\Delta U_{(p)}}, \quad \sin \varphi_0 = \frac{MQ}{MP} = \frac{\text{Im}[U_{xk}] - \text{Im}[U_x]}{\Delta U_{(p)}}. \quad (3)$$

Из этого же треугольника

$$[\Delta U_{(p)}]^2 = (MQ)^2 + (QP)^2 = (\text{Re}[U_{xk}] - \text{Re}[U_x])^2 + (\text{Im}[U_{xk}] - \text{Im}[U_x])^2.$$

В качестве значений  $\text{Re}[U_x]$  и  $\text{Im}[U_x]$ ,  $\text{Re}[U_{xk}]$  и  $\text{Im}[U_{xk}]$  используются коды АЦП  $n_1$  и  $n_2$  до тестового воздействия и после него.

При тестировании выполняются следующие пропорции:

$$\frac{Kp_x}{\Delta U_{(p)}} = \frac{p_x}{\Delta p}, \quad \frac{Kq_x}{\Delta U_{(p)}} = \frac{q_x}{\Delta p}, \quad (4)$$

если  $\omega = \omega_0$ , где  $\omega_0$  – частота, на которой максимальные значения активной и реактивной составляющих иммитанса в диапазоне измерения равны друг другу [13].

Из (4) следует

$$K = \Delta U_{(p)} / \Delta p . \quad (5)$$

Подставляя (5) и (3) в выражение (2), после несложных преобразований получаем

$$p_x = \frac{\operatorname{Re}[U_x](\operatorname{Re}[U_{xk}] - \operatorname{Re}[U_x]) - \operatorname{Im}[U_x](\operatorname{Im}[U_{xk}] - \operatorname{Im}[U_x])}{(\operatorname{Re}[U_{xk}] - \operatorname{Re}[U_x])^2 + (\operatorname{Im}[U_{xk}] - \operatorname{Im}[U_x])^2} \Delta p , \quad (6)$$

$$q_x = \frac{\operatorname{Re}[U_x](\operatorname{Im}[U_{xk}] - \operatorname{Im}[U_x]) + \operatorname{Im}[U_x](\operatorname{Re}[U_{xk}] - \operatorname{Re}[U_x])}{(\operatorname{Re}[U_{xk}] - \operatorname{Re}[U_x])^2 + (\operatorname{Im}[U_{xk}] - \operatorname{Im}[U_x])^2} \Delta p . \quad (7)$$

Аналогичным образом были получены в [5, 17, 18] формулы для экстраполяционных методов уравнивания мостовых цепей.

Найденные значения параметров  $p_x$  и  $q_x$  являются настолько точными, насколько позволяет разрядность и линейность ЦАП, а также точность преобразования синхронных детекторов и АЦП. Обычно достоверными являются 3 десятичных разряда. Поэтому на первом этапе измерения выполняется вариация старшим двоичным разрядом ЦАП, а в качестве равновесных значений  $p$  и  $q$  принимаются округленные до единицы третьей декады отсчета значения  $p_x$  и  $q_x$ . Эти значения заносятся в соответствующие управляющие регистры ДН<sub>p</sub> и ДН<sub>q</sub>. Если после этого мостовая цепь оказывается недостаточно точно уравновешенной, она может доуравниваться пошаговым регулированием младших разрядов ЦАП (желательно до уровня остаточного сигнала неравновесия, не превышающего 10 % динамического диапазона АЦП).

После уравнивания измерительной цепи (первый этап измерения) выполняется второй этап, на котором вариация  $\Delta p$  осуществляется более младшим разрядом уравнивающего элемента (практически установлено, что оптимально 6-м – 8-м двоичным разрядом, считая от старшего). Полученные на этом этапе с помощью тех же выражений значения  $p'_x$  и  $q'_x$  уже без округления прибавляются к равновесным значениям параметров  $p$  и  $q$

$$p_x = p + p'_x, \quad q_x = q + q'_x,$$

что дает нам окончательные результаты измерения, полные разрядности которых равны суммам разрядностей  $p$  и  $p'_x$ ,  $q$  и  $q'_x$ .

Как указывалось выше, определение  $p'_x$  и  $q'_x$  путем вариационной калибровки можно производить периодически, только при существенных изменениях режима работы прибора или измеряемых величин. Если же после проведенной калибровки тракта и перехода ко второму этапу измерения на протяжении ряда следующих друг за другом измерений изменения кодов  $n_1$  и  $n_2$  не выходят за пределы динамического диапазона АЦП, то текущие значения  $p'_x$  и  $q'_x$  можно вычислять без проведения калибровки, подставляя в формулы (6), (7) в качестве  $\operatorname{Re}[U_x]$  и  $\operatorname{Im}[U_x]$  вновь полученные значения кодов, а в качестве  $\operatorname{Re}[U_{xk}]$  и  $\operatorname{Im}[U_{xk}]$  – предыдущие, но скорректированные на величину приращений  $\operatorname{Re}[U_x]$  и  $\operatorname{Im}[U_x]$  по сравнению с предыдущим измерением.

**Заключение.** Рассмотренная структура измерительного канала и способ выполнения измерений, который является комбинацией уравнивания и прямого преобразования параметров иммитанса объекта, позволяют реализовать простые по конструкции и технологии изготовления приборы для использования с импедансными сенсорами температуры, перемещений, веса, усилий, давлений, уровней жидкостей и многих других физических величин, которые обладают очень широким диапазоном измерения и одновременно высокой разрешающей способностью. При этом достаточно просто адаптировать канал к необходимому в каждом конкретном случае сочетанию быстродействия, диапазона значений измеряемой величины и разрешающей способности. Это может быть сделано заменой измерительной цепи, оптимальным выбором разрядностей регулирования ДН и преобразования в АЦП, а также времени усреднения сигналов в АЦП. Нужно отметить, что такая адаптация может выполняться во многих случаях программными средствами, в том числе автоматически с помощью интеллектуальных алгоритмов управления.

Что касается потенциально достижимой точности комбинированного преобразования, то этот вопрос, как указывалось выше, требует дополнительного анализа с учетом многих влияющих факторов, не рассмотренных ранее.

1. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. – М.: Энергия, 1978. – 176 с.
2. Гриневич Ф.Б. Автоматические мосты переменного тока. – Новосибирск: Изд-во СО АН СССР, 1964. – 215 с.
3. Гриневич Ф.Б., Грохольский А.Л., Соболевский К.М., Цапенко М.П. Трансформаторные измерительные мосты. /Под ред. К.Б. Карандеева. – М.: Энергия, 1970. – 280 с.
4. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. – Киев: Наукова думка. – 1987. – 112 с.
5. Гриневич Ф.Б., Сурду М.Н. Высокоточные вариационные измерительные системы переменного тока. – К.: Наукова думка, 1989. – 192 с.
6. Гриневич Ф.Б., Сурду М.Н., Михаль А.А., Швец Т.В., Кромплас Б.А., Мелещук Д.В. Прецизионный мост переменного тока для работы в диапазоне частот 125–975 Гц // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2000. – Ч. 3. – С. 76–78.
7. Карандеев К.Б. Специальные методы электрических измерений. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 344 с.
8. Лепіх Я.І., Гордієнко Ю.О., Дзядевич С.В., Дружшин А.О., Євтух А.А., Ленков С.В., Мельник В.Г., Романов В.О., Проценко В.О. Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління. – Одеса: Астропринт, 2011. – 353 с.
9. Мельник В.Г., Лежоев Р.С., Новик А.И. Многоканальная компенсационно-мостовая система измерения и контроля усилий с емкостными дифференциальными датчиками // Технічна електродинаміка. – 1997. – №6. – С. 56–61.
10. Мельник В.Г., Семенычева Л.Н. Повышение точности узкодиапазонных импедансометрических каналов прямого преобразования // Технічна електродинаміка. – 2011. – №3. – С. 73–80.
11. Мельник В.Г., Швец Т.В. Автоматический низкочастотный высоковольтный измеритель тангенса угла потерь диэлектриков // Технічна електродинаміка. – 1997. – №4. – С. 63–66.
12. Михаль А.А., Кромплас Б.А., Сурду М.Н. Прецизионный термометрический мост СА300 // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2003. – Випуск 63. – С. 95–99.
13. Новик А.И. Системы автоматического уравнивания цифровых экстремальных мостов переменного тока – Киев: Наукова думка. – 1983. – 224 с.
14. Новик А.И. Системы уравнивания прецизионных быстродействующих однопараметровых мостов переменного тока // Технічна електродинаміка. – 1997. – №5. – С. 65–69.
15. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. – К.: Вища школа, 1986. – 392 с.
16. Сурду М., Мухаровський М., Ламеко О., Ахмадов О., Копшин В., Гаврилкін В., Монастирський З., Гриневич Ф., Орнатський О. Нові технології прецизійної електрометрії // Метрологія та прилади. – 2011. – №1. – С. 23–29.
17. Сурду М.Н., Ламеко А.А., Мелещук Д.В., Кикало В.Н., Копшин В.В. Прецизионный компаратор трансформаторов тока // Технічна електродинаміка. – 2011. – №2. – С. 64–69.
18. Третьак И.В. Вариационные методы коррекции погрешности трансформаторных мостов переменного тока // Автореферат дисс... канд. техн. наук: 05.11.05. – Киев, 1991.
19. Kibble B.P., Rainer G.H. Coaxial alternative current bridges. – Briston: Pdam Hilder Ltd., 1984. – 203 p.
20. Мост переменного тока P5084. Техническое описание инструкция по эксплуатации.

УДК 621.317

## ПІДВИЩЕННЯ РОЗРІЗНЮВАЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ ІМІТАНСОМЕТРИЧНИХ КАНАЛІВ

**В.Г.Мельник**, канд.техн.наук, **О.Д.Василенко**, канд.техн.наук, **А.І.Новік**, докт.техн.наук, **Л.М.Семеничева**  
**Інститут електродинаміки НАН України,**  
**пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.**  
**e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)**

*Розглядаються принципи побудови вимірювального каналу приладів для визначення параметрів комплексних опорів, що дозволяють суттєво підвищити їхню розрізняльну здатність без значного ускладнення конструкції та технологій, що використовуються. Їхня суть полягає у застосуванні комбінованого перетворення методом порівняння пасивних та активних величин у двох системах зрівноваження вимірювальної схеми – у мостовому колі змінного струму та у пристрої обробки його вихідного сигналу. Наводяться можливі схематичні рішення і обґрунтовано алгоритм вимірювань з узгодженням шкал цих систем. Бібл. 20, рис. 3.*

**Ключові слова:** мідт змінного струму, вимірювальний канал, дискретність перетворення.

## INCREASING OF RESOLUTION OF AN IMMITANCE-MEASURING CHANNEL

V.G. Melnyk, O.D. Vasylenko, A.I. Novik, L.M. Semenycheva  
Institute of Electrodynamics of National Academy of Science of Ukraine,  
Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.  
e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)

*Design concepts of measuring channel of an instruments for determination of complex impedances, which allowing them to significantly improve the resolution without significant complications of design and applied technologies have been researched. Their essence is the application of the combined transformation by the method comparing of a passiv and an active values by means of the two balancing system of measuring circuit - an alternating current bridge circuit and of the unit of processing it's output. Design of possible circuits and algorithm to the harmonization of scales measuring these systems are discussed. References 20, figures 3.*

**Key words:** alternating current bridge, measuring channel, resolution.

1. Bromberg E.M., Kulikovskii K.L. Test methods of rise in measurement accuracy – Moskva: Energiia, 1978. – 176 p. (Rus)
2. Grinevich F.B. Automatic bridges of an alternating current. – Novosibirsk: Izdatelstvo Sibirskogo Otdeleniia AN SSSR, 1964. – 215 p. (Rus)
3. Grinevich F.B., Grokholskii A.L., Sobolevskii K.M., Tsapenko M.P. Transformer measuring bridges. / Pod red. K.B. Karandeeva. – Moskva: Energiia, 1970. – 280 p. (Rus)
4. Grinevich F.B., Novik A.I. Measuring compensation – bridge instruments with capacitor sensors. – Kyiv: Naukova dumka, 1987. – 112 p. (Rus)
5. Grinevich F.B., Surdu M.N. Precision variational measuring systems of an alternating current. – Kyiv: Naukova dumka, 1989. – 192 p. (Rus)
6. Grinevich F.B., Surdu M.N., Mikhal A.A., Shvets T.V., Kromplias B.A., Meleshchuk D.V. Precision bridge of an alternating current for working in frequency range 125–975 Hz // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki". – 2000. – Vol. 3. – Pp. 76–78. (Rus)
7. Karandeev K.B. Special methods of electrical measurements. – Moskva-Leningrad: Gosenergoizdat, 1963. – 344 p. (Rus)
8. Lepikh Ya.I., Gordienko Yu.O., Dziadevych S.V., Druzhinin A.E., Yevtukh A.A., Lenkov S.V., Melnyk V.G., Romanov V.O., Protsenko V.O. Smart measuring systems with microelectronic sensors of new generation. – Odesa: Astroprint, 2011. – 353 p. (Ukr)
9. Melnik V.G., Lezhoev R.S., Novik A.I. Multichannel compensation - bridge system of measurement and the control of efforts with capacitor differential sensor // Tekhnichna elektrodynamika. – 1997. – №6. – Pp. 56–61. (Rus)
10. Melnik V.G., Semenycheva L.M. Increase of accuracy of the narrow-band impedance-metric channels with direct transformation // Tekhnichna elektrodynamika. – 2011. – №3. – Pp. 73–80. (Rus)
11. Melnik V.G., Shvets T.V. Automatical a low-frequency high-voltage measuring instrument for definition of tangent of a losses corner of dielectrics // Tekhnichna elektrodynamika. – 1997. – №4. – Pp. 63–66. (Rus)
12. Mikhal A.A., Kromplias B.A., Surdu M.N. Precision thermometric bridge SA300 // Vymiriuvalna tekhnika ta metrologiia. – 2003. – Vypusk 63. – Pp. 95–99. (Rus)
13. Novik A.I. Systems of the automatic balancing of digital extreme bridges of alternating current. – Kyiv: Naukova dumka, 1983. – 224 p. (Rus)
14. Novik A.I. Systems of balancing of precision fast-acting one-parameter bridges of alternating current // Tekhnichna elektrodynamika. – 1997. – №5. – Pp. 65–69. (Rus)
15. Ornatskii P.P. Automatical measurements and devices. – Kyiv: Vyshcha shkola, 1986. – 392 p. (Rus)
16. Surdu M., Mukharovskiyi M., Lameko O., Akhmadov O., Kopshyn V., Gavrylkin V., Monastyrskiyi Z., Grynevych F., Ornatskiy O. New technologies of precision electrometry // Metrologiia ta prylady. – 2011. – №1. – Pp. 23–29. (Ukr)
17. Surdu M.N., Lameko A.A., Meleshchuk D.V., Kikalo V.N., Kopshin V.V. Precision current transformer comparator // Tekhnichna elektrodynamika. – 2011. – №2. – Pp. 64–69. (Rus)
18. Tretiak I.V. Variational methods of the correction of the transformer measuring bridges error // Avtoreferat diss... kand. tekhn. nauk: 05.11.05. – Kyiv, 1991. (Rus)
19. Kibble B.P., Rainer G.H. Coaxial alternative current bridges. – Briston: Pdam Hilder Ltd., 1984. – 203 p.
20. *Alternating current bridge* P 5084. The description and user manual. (Rus)

Надійшла 06.04.2012  
Received 06.04.2012