

Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 621.317.33

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА РАЗДЕЛЬНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА ПОЛОЖЕНИЯ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ИЗ-ЗА НЕИДЕАЛЬНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ*

В.С. Мелентьев, К.Д. Левина, Е.А. Сусова

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: vs_mel@mail.ru

Рассматривается новый метод измерения параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям переходных процессов на участках измерительной цепи, содержащей два образцовых элемента. В отличие от известных методов, основанных на определении емкости по отдельным мгновенным значениям переходных процессов, реализация данного метода обеспечивает раздельное определение как емкости, так и сопротивления изоляции емкостного датчика и сопротивления соединительного проводника, подключающего датчик к измерительной цепи. Это обеспечивает повышение точности измерения информативного параметра. Предлагается структурная схема измерительного средства, реализующего метод. Приводятся результаты анализа влияния квантования мгновенных значений переходных процессов на погрешность определения емкости. По полученным результатам можно осуществлять оптимальный выбор блоков в соответствии с требованиями по точности измерения.

Ключевые слова: емкостной датчик, переходный процесс, мгновенные значения, сопротивление изоляции, сопротивление соединительных проводников, погрешность.

Определение параметров емкостных датчиков положения и перемещения (ЕДПП) по отдельным мгновенным значениям переходного процесса в измерительной цепи, в состав которой входит датчик (ИЦД), при подключении к ней напряжения постоянного тока имеет целый ряд преимуществ по сравнению с методами определения параметров с преобразованием во временной интервал с последующим его измерением [1]. Во-первых, в таких методах время измерения не

**Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 13-08-00173-а).*

Владимир Сергеевич Мелентьев (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника».

Ксения Дмитриевна Левина, аспирант.

Екатерина Александровна Сусова, аспирант.

зависит от постоянной времени ИЦД τ , и, следовательно, определяется только временем измерения мгновенных значений переходного процесса и реализации алгоритма обработки измеренных значений. Во-вторых, исключается погрешность, обусловленная измерением длительности временного интервала [2].

При формировании двух и более переходных процессов на участках ИЦД можно обеспечить дальнейшее сокращение времени измерения [3].

ЕДПП в общем случае имеет сложную схему замещения, включающую в себя как информативный параметр (емкость), так и целый ряд неинформативных параметров (сопротивление соединительных проводников, эквивалентное сопротивление, обусловленное потерями в изолирующей диэлектрике и сквозными токами утечки, и т. д.). Очевидно, что учет многоэлементной схемы датчика за счет использования неинформативных параметров может существенно повысить точность определения емкости [4].

В [5] авторами предложен метод, который обеспечивает раздельное определение емкости, сопротивлений соединительного проводника и изоляции.

Метод заключается в том, что на измерительную цепь, состоящую из последовательно включенных первого и второго образцовых резисторов с сопротивлением R_0 , ЕДПП, имеющего емкость C_x , сопротивления соединительного проводника R_{x1} и сопротивления изоляции R_{x2} , подают напряжение постоянного тока U_0 ; через образцовый интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения напряжений на участке цепи, содержащем второй образцовый резистор и емкостной датчик, и ЕДПП относительно общего вывода ИЦД; через образцовый интервал времени Δt повторно измеряют мгновенное значение напряжения на том же участке цепи относительно общего вывода; через такой же интервал времени Δt измеряют мгновенное значение напряжения на том же участке цепи относительно общего вывода и определяют неизвестные C_x , R_{x1} и R_{x2} по измеренным значениям.

На рис. 1 представлены временные диаграммы, поясняющие метод.

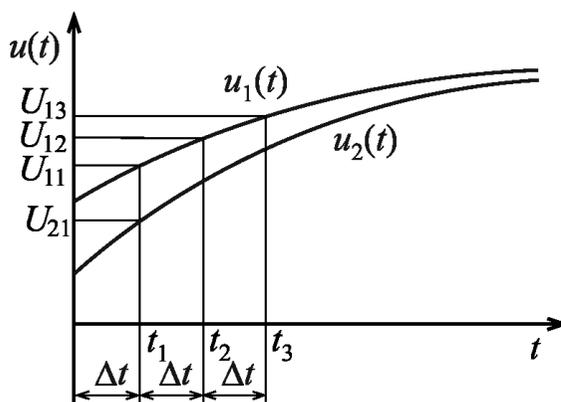


Рис. 1. Временные диаграммы, характеризующие метод

При подключении напряжения U_0 к измерительной цепи переходные процессы на участке цепи, содержащем второй образцовый резистор и ЕДПП, и на емкостном датчике относительно общего вывода ИЦД имеют следующий вид:

$$u_1(t) = \frac{U_0}{2} \left\{ R_0 + R_{X1} + \frac{R_{X2}R_0}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

$$u_2(t) = \frac{U_0}{2} \left\{ R_{X1} + \frac{2R_{X2}R_0}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

где $\tau = \frac{C_X(2R_0 + R_{X1})R_{X2}}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}}$.

Мгновенные значения напряжений на соответствующих участках ИЦД в моменты времени t_1 , t_2 и t_3 будут равны:

$$U_{11} = \frac{U_0}{2R_0 + R_{X1}} \left\{ R_0 + R_{X1} + \frac{R_0R_{X2}}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

$$U_{21} = \frac{U_0}{2R_0 + R_{X1}} \left\{ R_{X1} + \frac{2R_0R_{X2}}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

$$U_{12} = \frac{U_0}{2R_0 + R_{X1}} \left\{ R_0 + R_{X1} + \frac{R_0R_{X2}}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta t}{\tau}\right) \right] \right\};$$

$$U_{13} = \frac{U_0}{2R_0 + R_{X1}} \left\{ R_0 + R_{X1} + \frac{R_0R_{X2}}{2R_0 + R_{X1} + R_{X2}} \left[1 - \exp\left(-\frac{3\Delta t}{\tau}\right) \right] \right\}.$$

Используя данные мгновенные значения напряжений после преобразований, можно определить неизвестные сопротивления соединительного проводника и изоляции и емкость ЕДПП:

$$R_{X1} = \frac{R_0 \left[U_{21}(U_{13} - U_{12}) - 2(U_{12} - U_{11})^2 \right]}{(U_{13} - U_{12})(U_{11} - U_{21}) + (U_{12} - U_{11})^2}; \quad (1)$$

$$R_{X2} = \frac{(2R_0 + R_{X1})^2 (U_{12} - U_{11})^3}{R_0(2U_{11} - U_{21})(U_{13} - U_{12})(2U_{12} - U_{11} - U_{13}) - (2R_0 + R_{X1})(U_{12} - U_{11})^3}; \quad (2)$$

$$C_X = -\frac{(2R_0 + R_{X1} + R_{X2})\Delta t}{(2R_0 + R_{X1})R_{X2} \ln\left(\frac{U_{13} - U_{12}}{U_{12} - U_{11}}\right)}. \quad (3)$$

Использование значений сопротивлений R_{X1} и R_{X2} , полученных согласно (1) и (2), для определения емкости ЕДПП в соответствии с выражением (3) обеспечивает увеличение точности измерения C_X .

Один из вариантов функциональной схемы измерительного средства (ИС), с помощью которого может быть реализован данный метод, приведен на рис. 2.

ИС содержит: источник опорного напряжения постоянного тока ИН; аналоговый ключ КЛ; измерительную цепь ИЦ; два аналого-цифровых преобразователя АЦП1 и АЦП2 и контроллер КНТ с шинами управления ШУ и данных ШД.

При реализации исследуемого метода определения параметров ЕДПП используется преобразование мгновенных значений переходных процессов в код.

Использование в цифровых ИС квантования по уровню неизбежно приводит к погрешности, которая оказывает влияние на результат определения параметров.

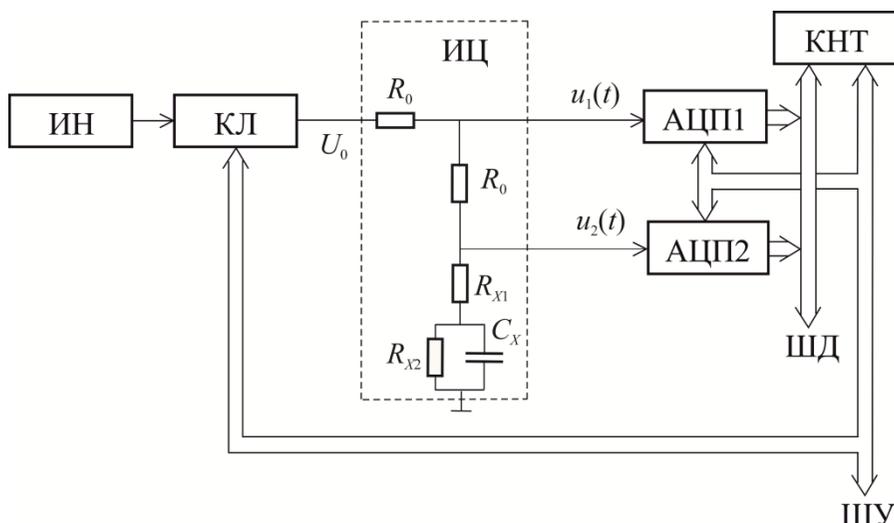


Рис. 2. Функциональная схема ИС, реализующего метод

Для анализа влияния квантования на погрешность определения емкости может быть использована известная методика, которая заключается в том, что точность результата определения информативного параметра можно оценить погрешностью вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно и соответствуют погрешностям квантования мгновенных значений сигнала [6].

Если считать, что мгновенные значения напряжений U_{11} , U_{21} , U_{12} и U_{13} измеряются с погрешностью преобразования АЦП и абсолютные погрешности измерения равны $\Delta U_{11} = \Delta U_{12} = \Delta U_{13} = \Delta U = U_0/2^n$ (где n – разрядность АЦП), то абсолютная погрешность определения C_X согласно (3) с учетом погрешности квантования АЦП будет равна

$$\Delta C_X = \left[\left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial C_X}{\partial U_{13}} \right| \right] \Delta U. \quad (4)$$

Используя выражения (3) и (4), можно определить предельную относительную погрешность измерения емкости ЕДПП:

$$\delta_C = \frac{\tau \left[1 + 2 \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] (2R_0 + R_{X1} + R_{X2})(2R_0 + R_{X1})}{\Delta t 2^n R_0 R_{X2} \exp\left(-\frac{2\Delta t}{\tau}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right]}. \quad (5)$$

Анализ выражения (5) показывает, что погрешность зависит от разрядности АЦП, образцового интервала времени Δt , постоянной времени ИЦД τ , сопро-

тивления образцового резистора R_0 , сопротивления соединительного проводника R_{X1} и сопротивления изоляции датчика R_{X2} .

На рис. 3 и 4 представлены графики зависимости погрешности δ_C от отношения образцового интервала времени Δt к постоянной времени ИЦД τ и отношения сопротивления изоляции датчика R_{X2} к сопротивлению образцового резистора R_0 при $\frac{R_{X1}}{R_0} = 0,001$ и $\frac{R_{X1}}{R_0} = 0,1$ соответственно согласно выражению (5).

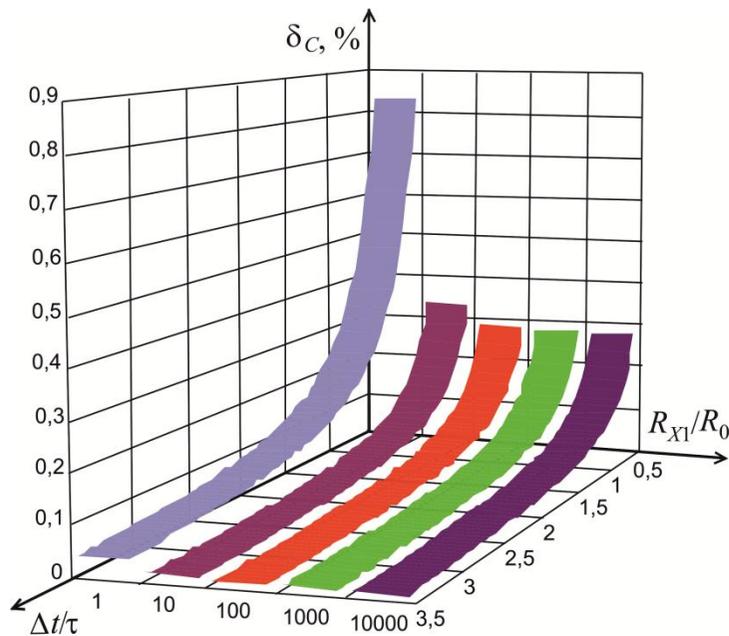


Рис. 3. Графики зависимости погрешности определения емкости от $\frac{\Delta t}{\tau}$ и $\frac{R_{X2}}{R_0}$ при $\frac{R_{X1}}{R_0} = 0,001$

Анализ рис. 3 и 4 показывает, что погрешность существенно зависит от $\frac{\Delta t}{\tau}$ и с увеличением данного отношения уменьшается. Кроме того, δ_C определяется отношением $\frac{R_{X2}}{R_0}$. Однако при $\frac{R_{X2}}{R_0} \geq 10$ погрешность практически не изменяется.

Зависимость погрешности от отношения $\frac{R_{X1}}{R_0}$ незначительна, и при достаточно малых значениях сопротивления соединительных проводников ее можно не принимать во внимание.

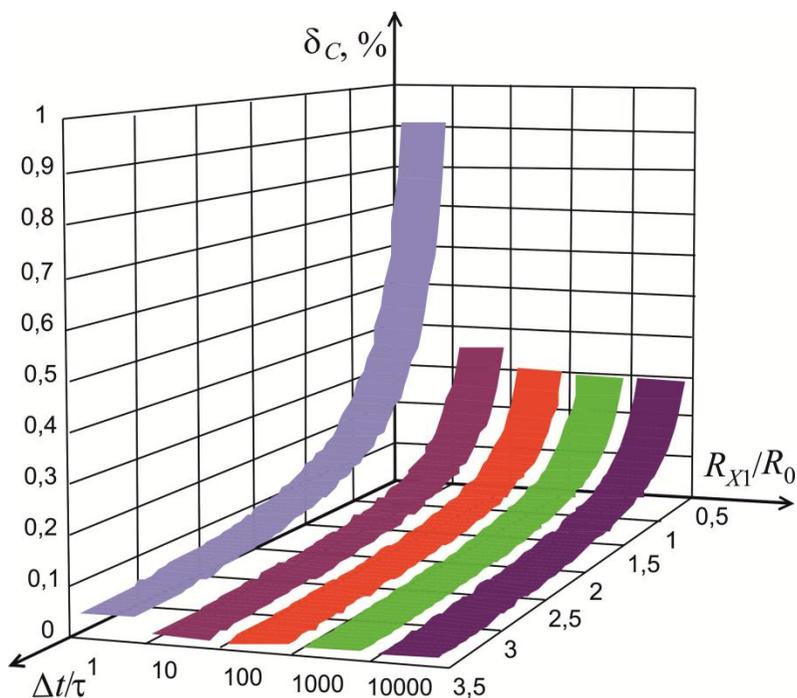


Рис. 4. Графики зависимости погрешности определения

$$\text{емкости от } \frac{\Delta t}{\tau} \text{ и } \frac{R_{X2}}{R_0} \text{ при } \frac{R_{X1}}{R_0} = 0,1$$

Полученные результаты обеспечивают возможность оптимального выбора блоков в соответствии с требованиями по точности измерения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Батищев В.И., Мелентьев В.С. Измерение параметров емкостных датчиков положения и перемещения. – М.: Машиностроение-1, 2005. – 124 с.
2. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и средства измерения и контроля параметров двухполосных электрических цепей. – М.: Физматлит, 2012. – 200 с.
3. Мелентьев В.С. Новое в измерениях параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям переходных процессов // Датчики и системы. – 2010. – № 2. – С. 26-29.
4. Мелентьев В.С., Батищев В.И., Смолина А.М., Евстифеева Т.С. Повышение точности измерения параметров емкостных датчиков перемещения // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2013. – № 6. – С. 36-38.
5. Мелентьев В.С. Методы повышения точности измерения параметров емкостных датчиков // Измерительная техника. – 2014. – № 7. – С. 45-47.
6. Мелентьев В.С., Евстифеева Т.С., Левина К.Д. Оценка погрешности реализации метода раздельного определения параметров емкостных датчиков // Южно-Сибирский научный вестник. – 2014. – № 2(6). – С. 29-31.

Статья поступила в редакцию 20 сентября 2015 г.

ANALYZING THE ERROR OF THE IMPLEMENTATION OF THE METHOD FOR DETERMINING SEPARATELY THE PARAMETERS OF A CAPACITIVE DISPLACEMENT SENSOR DUE TO THE NON-IDEAL MEASURING CIRCUIT

V.S. Melent'ev, K.D. Levina, E.A. Susova

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

This paper discusses a new method of measuring capacitive sensors parameters by the transients instantaneous values in the sections of a measuring circuit comprising two model elements. In contrast to the known methods based on the determination of the capacity of the individual transients instantaneous values, the implementation of the method provides a separate determination of both the capacity and insulation resistance of a capacitive sensor and the resistance of the conductor connecting the sensor to the measuring circuit. It improves the accuracy of the information parameter measurement. A block diagram of the measurement tool which implements the method is offered. The results of the analysis of the influence of the transients instantaneous-values quantization on the capacity determination error are presented. Using the results obtained, it is possible to make the optimal choice of blocks in accordance with the requirements for measurement accuracy.

Keywords: *capacitive sensor, transient, instantaneous value, insulation resistance, model, an error.*

*Vladimir S. Melent'ev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Ksenia D. Levina, Postgraduate Student.
Ekaterina A. Susova, Postgraduate Student.*

УДК 621.317

АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ИХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ*

Е.Е. Ярославкина, В.В. Муратова, Е.В. Поздеева

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: makarovak@inbox.ru

Рассматривается новый метод измерения параметров по мгновенным значениям гармонических сигналов, основанный на сравнении ортогональных составляющих напряжения и тока. За счет применения пространственного разделения мгновенных значений сигналов сокращается время измерения. Использование ортогональных составляющих сигналов обеспечивает упрощение измерительного алгоритма и сокращение аппаратных затрат. Приводится структурная схема информационно-измерительной системы, реализующей метод. Одним из недостатков систем, использующих формирование вспомогательных сигналов, является возможность возникновения погрешности по напряжению или погрешности по модулю фазосдвигающего блока. Приводятся результаты анализа погрешности по модулю фазосдвигающего блока, которые показывают существенную зависимость данного вида погрешности от угла сдвига фаз между напряжением и током.

Ключевые слова: параметры гармонических сигналов, ортогональные составляющие, мгновенные значения, фазосдвигающий блок, погрешность по модулю.

Развитие методов и средств определения параметров по мгновенным значениям гармонических сигналов (ГС) обусловлено в первую очередь значительным сокращением времени измерения, которое может составлять долю периода входного сигнала [1]. Определение информативных параметров на основе формирования вспомогательных сигналов (ВС), которые сдвинуты по фазе относительно входных [2], позволяет в отличие от методов, основанных на временном разделении мгновенных значений сигналов, осуществлять их пространственное разделение. Использование мгновенных значений как входных, так и ВС обеспечивает дальнейшее сокращение времени измерения.

Для упрощения измерительного алгоритма и сокращения аппаратных затрат в качестве ВС часто используют ортогональные составляющие сигналов, полученные путем сдвига входных на угол 90° [3].

В [4] предложен метод измерения параметров ГС, который основан на том, что формируют вспомогательные сигналы напряжения и тока, сдвинутые отно-

**Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 13-08-00173-а).*

Екатерина Евгеньевна Ярославкина (к.т.н.), доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».

Вера Владимировна Муратова, аспирант.

Елена Владиславовна Поздеева, аспирант.

сительно основных на 90° ; в момент равенства основного и вспомогательного сигналов напряжения производят одновременное измерение мгновенных значений основных сигналов напряжения и тока; в момент равенства основного и ВС тока измеряют мгновенные значения основных тока и напряжения и определяют параметры ГС по измеренным значениям.

В случае, когда после начала измерения сначала происходит равенство мгновенных значений основного и ВС напряжений, временные диаграммы будут иметь следующий вид (рис. 1).

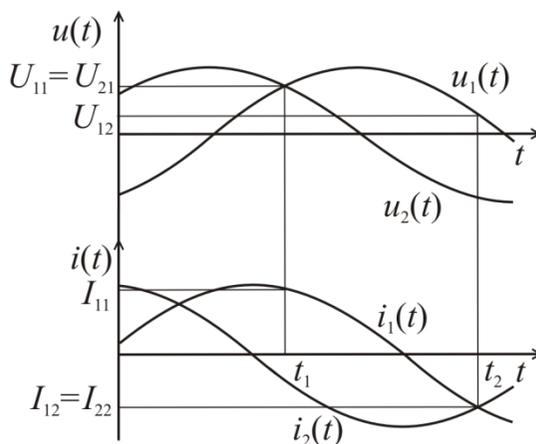


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод в случае первоначального равенства сигналов напряжения

Входные ГС напряжения и тока равны: $u_1(t) = U_m \sin \omega t$, $i_1(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$. В этом случае ВС напряжения и тока примут вид: $u_2(t) = U_m \cos \omega t$, $i_2(t) = I_m \cos(\omega t + \varphi)$.

Мгновенные значения U_{11} и U_{21} будут равны при угле $\alpha_1 = \frac{\pi}{4} + \pi l$, где $l = 0, 1$. Поэтому в момент времени t_1 , когда основной и вспомогательный сигналы напряжения будут равны, выражения для мгновенных значений примут вид

$$U_{11} = I_m \sin \alpha_1; U_{21} = U_m \cos \alpha_1; I_{11} = I_m \sin \alpha_2 = I_m \sin \left(\frac{\pi}{4} + \pi l + \varphi \right),$$

где α_1, α_2 – фазы сигналов напряжения и тока в момент времени t_1 ;

$\varphi = \alpha_2 - \alpha_1$ – угол сдвига фаз между напряжением и током;

U_m, I_m – амплитудные значения напряжения и тока;

ω – угловая частота сигнала.

Аналогично в момент времени t_2 , когда будут равны основной и вспомогательный сигналы тока, выражения для мгновенных значений сигналов будут иметь следующий вид:

$$I_{12} = I_m \sin \alpha_3; I_{22} = I_m \cos \alpha_3; U_{12} = U_m \sin \left(\frac{\pi}{4} + \pi l - \varphi \right),$$

где α_3 – фаза сигнала тока в момент времени t_2 .

Основные параметры ГС можно определить с помощью выражений:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{\text{СКЗ}} = |U_{11}|; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = |I_{12}|; \quad (2)$$

– активная (AM) и реактивная (PM) мощности

$$P = \frac{U_{11} \left[I_{11} + \text{sign}(U_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \sqrt{2I_{12}^2 - I_{11}^2} \right]}{2}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{U_{11} \left[I_{11} - \text{sign}(U_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \sqrt{2I_{12}^2 - I_{11}^2} \right]}{2}. \quad (4)$$

В случае, если после момента начала измерения первым происходит равенство мгновенных значений основного и вспомогательного токов, выражения для параметров ГС будут иметь следующий вид:

$$U_{\text{СКЗ}} = |U_{12}|; I_{\text{СКЗ}} = |I_{11}|; P = \frac{I_{11} \left[U_{11} + \text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2} \right]}{2};$$

$$Q = \frac{I_{11} \left[\text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2} - U_{11} \right]}{2}.$$

Функциональная схема информационно-измерительной системы (ИИС), реализующей метод, представлена на рис. 2.

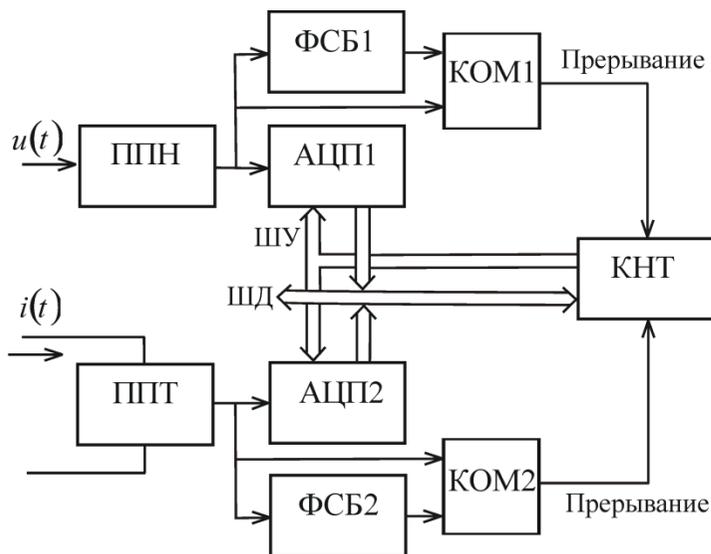


Рис. 2. Схема ИИС, реализующей метод

В состав ИИС входят характерные для всех систем измерения параметров ГС, использующих формирование вспомогательных сигналов, блоки: первичные

преобразователи напряжения (ППН) и тока (ППТ), аналого-цифровые преобразователи АЦП1 и АЦП2, фазосдвигающие блоки ФСБ1 и ФСБ2, контроллер КНТ с шинами управления ШУ и данных ШД. Для выполнения операции сравнения основных и вспомогательных сигналов в схему введены два компаратора КОМ1 и КОМ2.

Одним из недостатков ИИС, использующих формирование ВС, является возможность возникновения погрешности по напряжению или погрешности по модулю ФСБ. Данный вид погрешности может привести к тому, что амплитуда входного сигнала будет отличаться от амплитудного значения ВС, формируемого ФСБ [5].

Оценка влияния погрешности по модулю ФСБ на результирующую погрешность измерения параметров ГС может быть осуществлена согласно известной методике [6].

Если амплитудное значение напряжения на выходе ФСБ1 отличается от входного на величину ΔU_M , то ортогональные составляющие напряжения будут равны при угле $\alpha'_1 \neq \frac{\pi}{4}$, что приведет к дополнительной погрешности.

В этом случае равенство ортогональных составляющих происходит, если мгновенные значения $U_{21} = (U_m + \Delta U_M) \cos \alpha'_1$ и $U_{11} = U_m \sin \alpha'_1$ равны между собой. Отсюда следует, что $U_m (\sin \alpha'_1 - \cos \alpha'_1) = \Delta U_M \cos \alpha'_1$ или $\sin \alpha'_1 - \cos \alpha'_1 = h_U \cos \alpha'_1$ (где $h_U = \frac{\Delta U_M}{U_m}$).

Из последнего выражения можно определить угол α'_1 :

$$\alpha'_1 = \arctg(h_U + 1). \quad (5)$$

Из (5) следует, что относительная погрешность определения СКЗ напряжения будет равна

$$\delta_{U_{СКЗМ}} = \sqrt{2} \sin[\arctg(h_U + 1)] - 1. \quad (6)$$

При этом мгновенное значение входного тока в момент t_1 примет вид $I_{11} = I_m \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi]$.

Аналогично, если амплитудное значение тока на выходе ФСБ2 отличается от входного на величину ΔI_M , то ортогональные составляющие тока будут равны при угле $\alpha'_3 \neq \frac{\pi}{4}$.

Угол α'_3 в момент равенства токов будет соответствовать $\alpha'_3 = \arctg(h_I + 1)$, а мгновенное значение тока в момент времени t_2 примет вид $I_{12} = I_m \sin[\arctg(h_I + 1)]$ (где $h_I = \frac{\Delta I_M}{I_m}$).

В этом случае СКЗ тока будет равно

$$I_{СКЗМ} = \sqrt{2} \sin[\arctg(h_I + 1)] - 1. \quad (7)$$

Относительные погрешности измерения СКЗ сигналов при $h_U = h_I = 0,1\%$ согласно (6) и (7) будут равны $\delta_{U_{СКЗМ}} = \delta_{I_{СКЗМ}} = 0,05\%$.

Приведенные погрешности определения АМ и РМ будут соответствовать следующим выражениям:

$$\begin{aligned} \gamma_{PM} = & \sin[\arctg(h_U + 1)] \{ \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi] + \text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \times \\ & \times \{ \sin^2[\arctg(h_I + 1)] - \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi + \arctg(h_I + 1)] \times \\ & \times \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi - \arctg(h_I + 1)] \}^{1/2} \} - \cos \varphi; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \gamma_{QM} = & \sin[\arctg(h_U + 1)] \{ \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi] - \text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \times \\ & \times \{ \sin^2[\arctg(h_I + 1)] - \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi + \arctg(h_I + 1)] \times \\ & \times \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi - \arctg(h_I + 1)] \}^{1/2} \} - \sin \varphi. \end{aligned} \quad (9)$$

Если считать, что $h_U = h_I$, то (8) и (9) приводятся к виду

$$\begin{aligned} \gamma_{PM} = & \sin[\arctg(h_U + 1)] \{ \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi] + \text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \times \\ & \times \{ \sin^2[\arctg(h_U + 1)] - \sin[2\arctg(h_U + 1) + \varphi] \sin \varphi \}^{1/2} \} - \cos \varphi; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \gamma_{QM} = & \sin[\arctg(h_U + 1)] \{ \sin[\arctg(h_U + 1) + \varphi] - \text{sign}(I_{11}) \text{sign}(U_{12}) \text{sign}(I_{12}) \times \\ & \times \{ \sin^2[\arctg(h_U + 1)] - \sin[2\arctg(h_U + 1) + \varphi] \sin \varphi \}^{1/2} \} - \sin \varphi. \end{aligned} \quad (11)$$

Анализ (10) и (11) показывает, что выражения для погрешностей определения АМ и РМ зависят от угла сдвига фазы φ . При этом в диапазоне изменения φ от 0 до 90° погрешности равны между собой.

На рис. 3 приведен график зависимости погрешности измерения АМ (РМ) от φ при $h_U = h_I = 0,1$ %.

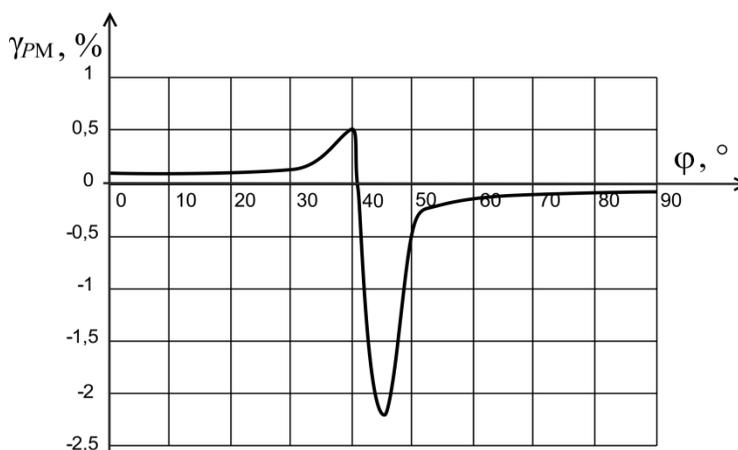


Рис. 3. График зависимости погрешности измерения АМ (РМ) от φ

Анализ рис. 3 показывает, что в наиболее важной области значений угла сдвига фаз, близкой к 0°, погрешность мала и при малых значениях h_U и h_I ею можно пренебречь.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М: Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Муратова В.В. Синтез и анализ методов оперативного измерения параметров периодических процессов на основе формирования дополнительных сигналов / Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Труды XVI междунар. конф. – Самара: Самарский научный центр РАН, 2014. – С. 717-722.
3. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Сеницын А.Е. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3 (35). – С. 84-89.
4. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Рудаков Д.В. Синтез аппроксимационных методов и систем оперативного анализа периодических сигналов на основе сравнения мгновенных значений, распределенных в пространстве / Проблемы моделирования и управления в сложных системах: Труды XV междунар. конф. – Самара: Самарский научный центр РАН, 2013. – С. 670-675.
5. Мелентьев В.С., Ярославкина Е.Е., Павленко Е.В. Исследование влияния погрешности формирования ортогональных составляющих на результат измерения параметров гармонических сигналов / Теоретические и прикладные аспекты современной науки: Сб. науч. трудов по матер. VII Междунар. науч.-практ. конф. – Белгород: АПНИ, 2015. – Ч. 3. – С. 80-82.
6. Мелентьев В.С., Муратова В.В., Пескова А.С. Оценка погрешности реализации метода измерения параметров по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / Современные материалы, техника и технология: Матер. 4-й Междунар. научно-практ. конф. – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, ЗАО «Университетская книга», 2014. – С. 274-276.

Статья поступила в редакцию 20 сентября 2015 г.

THE ANALYSIS OF THE INSTRUMENTAL ERROR OF THE SYSTEM FOR MEASUREMENT HARMONIC SIGNALS PARAMETERS BASED ON THE COMPARISON OF SIGNALS ORTHOGONAL COMPONENTS

E.E. Jaroslavkina, V.V. Muratova, E.V. Pozdeeva

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

A new method of measuring the parameters by the harmonic signals instantaneous values which is based on the comparison of the voltage and current orthogonal components is discussed. Through the use of the spatial separation of the signals instantaneous values, the measurement time is reduced. The use of the signals orthogonal components ensures the simplification of the measurement algorithm and reduction of the hardware costs. A block diagram of the information measurement system implementing the method is described. One of the disadvantages of the systems using the auxiliary-signals formation is the possibility of the voltage error or modulo error of the phase-shifting unit. The results of the analysis of the phase-shifting unit modulo error are given, showing a significant dependence of this error on the phase shift angle between the voltage and current.

Keywords: *the parameters of harmonic signals, orthogonal components, instantaneous values, phase-shifting block, modulo error.*

*Ekaterina E. Jaroslavkina (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Vera V. Muratova, Postgraduate Student.
Elena V. Pozdeeva, Postgraduate Student.*