

## КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ИЗМЕРЕНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ МЕЖДУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ

**П.И.Борщев**, канд.техн.наук  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр.Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

e-mail: [pavbor2010@yandex.ua](mailto:pavbor2010@yandex.ua)

*Исследованы погрешности измерения разности фаз между переменными токами, протекающими через удаленные объекты контроля. Отмечено существенное влияние на результат измерения значений тактовых частот удаленных измерительных модулей. Показано, что аддитивная составляющая погрешности имеет недопустимо высокий уровень, не удовлетворяющий требованиям задачи диагностики состояния высоковольтной конденсаторной изоляции под рабочим напряжением. Предложен метод снижения погрешности, основанный на мультипликативной коррекции результатов измерений интервалов времени от начала дискретизации до моментов переходов входных сигналов через нуль. Применение метода позволяет снизить погрешность до уровня, обеспечивающего необходимые метрологические характеристики измерительной системы. Библ. 8, рис. 1.*

**Ключевые слова:** разность фаз, дистанционное измерение, высоковольтная изоляция, тангенс угла диэлектрических потерь, измерение под рабочим напряжением, мультипликативная коррекция погрешности.

Среди методов определения электрических параметров высоковольтной конденсаторной изоляции под рабочим напряжением преимуществом обладает метод сравнения, позволяющий выявлять малые изменения тангенса угла потерь объектов на ранних стадиях развития дефектов. Для пары объектов, подключенных к одной фазе, измеряются действующие значения силы токов, протекающих через объекты, а также разность фаз между токами. Из полученных значений вычисляются отношения емкостей и разности тангенсов углов диэлектрических потерь объектов. Анализ массива разностей тангенсов для группы объектов, подключенных к одной и той же фазе, позволяет определить поврежденный объект. Требуемая точность измерения тангенсов углов потерь весьма высока – аддитивная составляющая погрешности не должна превышать 0,01% - 0,02 %. Соответственно, аддитивная составляющая погрешности измерения разности фаз не должна превышать сотой доли градуса. Требования к мультипликативной составляющей не столь жесткие – ее достаточно обеспечить на уровне 0,5%. Задача обеспечения указанной точности измерений усложняется тем, что переменные токи, между которыми измеряются разности фаз, воспринимаются измерительными устройствами, находящимися друг от друга на расстояниях в сотни и тысячи метров. Именно это обстоятельство обусловило использование термина «дистанционное измерение разности фаз».

Новый подход к реализации метода сравнения базируется на использовании глобальных систем позиционирования (GPS). Измерительные системы, основанные на таком подходе, включают удаленные модули аналого-цифрового преобразования мгновенных значений измеряемых токов и центральный блок обработки информации. Синхронизация процессов аналого-цифрового преобразования производится с помощью приемников GPS-сигналов, установленных на каждом удаленном модуле. В модулях формируются массивы цифровых отсчетов мгновенных значений измеряемых токов, затем они передаются в центральный блок, где реализуются расчеты диагностических параметров. Обмен данными между модулями может осуществляться как по кабелям (электрическим или оптоволоконным) [4,8], так и по радиоканалу [1].

В работе [1] предложена система дистанционного измерения разности фаз, в которой производится выполнение следующих операций.

1. В указанный центральным блоком момент времени удаленные модули синхронно запускают цикл аналого-цифрового преобразования входных сигналов, в результате в каждом модуле накапливается массив цифровых отсчетов, соответствующих кривой изменения входного сигнала в течение заданного интервала времени.

2. Для выделения первой гармоники сигнала в каждом модуле производится цифровая фильтрация массива отсчетов. После этого определяются моменты перехода каждым сигналом нулевого уровня. Метод определения этих моментов описан в [2].

3. Центральный блок производит поочередный опрос модулей, в результате чего он накапливает массивы моментов переходов сигналов через нулевой уровень. Из полученных данных рассчи-

тываются разности фаз для каждой пары переменных токов, подключенных к одной фазе (соответственно, и разности тангенсов углов потерь для каждой пары объектов).

Поскольку аналого-цифровое преобразование сигналов производится разными устройствами, возникают систематические погрешности определения моментов переходов сигналов через нулевой уровень, обусловленные разными тактовыми частотами микроконтроллеров удаленных модулей.

Цель данной работы: анализ погрешностей дистанционного измерения разности фаз, обусловленных разностями тактовых частот измерительных модулей, а также разработка и обоснование эффективности метода коррекции этих погрешностей.

Оценим уровень исследуемых погрешностей. Для измерения разности фаз в модуле, имеющем номер  $m$ , вначале определяются интервалы времени от начала дискретизации входных сигналов до моментов переходов входного сигнала через нуль

$$t_{m_k} = T_{D_0} \cdot Kt_{m_k}, \quad (1)$$

где  $k$  – номер перехода через нуль,  $T_{D_0}$  – номинальное значение периода дискретизации,  $Kt_{m_k}$  – коэффициент, равный количеству периодов дискретизации, уложившихся в определяемый интервал времени

$$Kt_{m_k} = t_{0_k} / T_{D_m}, \quad (2)$$

где  $t_{0_k}$  – действительное значение определяемого интервала,  $T_{D_m}$  – длительность периода дискретизации в  $m$ -ом модуле. Значение этого коэффициента рассчитывается в модуле в виде суммы целой и дробной частей

$$Kt_{m_k} = i_k + \Delta i_k, \quad (3)$$

где  $i_k$  – номер отсчета АЦП, непосредственно предшествующий моменту перехода сигнала через нуль,  $\Delta i_k$  – дробная часть коэффициента.

Вычисление дробной части основано на линейной интерполяции кривой изменения сигнала между указанными отсчетами

$$\Delta i_k = |N_{i_k}| \cdot \left( |N_{i_k}| + |N_{i_k+1}| \right)^{-1}, \quad (4)$$

где  $N_{i_k}$  – отсчет АЦП, предшествующий переходу сигнала через нуль,  $N_{i_k+1}$  – следующий по порядку отсчет АЦП.

Период дискретизации в каждом модуле обратно пропорционален тактовой частоте этого модуля, которая может быть представлена в виде

$$f_{T_m} = f_{T_0} \cdot (1 + \delta_{f_m}), \quad (5)$$

где  $f_{T_m}$ ,  $f_{T_0}$  – действительное и номинальное значение тактовой частоты модуля,  $\delta_{f_m}$  – относительное отклонение тактовой частоты модуля. Тогда период дискретизации в модуле

$$T_{D_m} = T_{D_0} \left( 1 + \delta_{f_m} \right)^{-1}. \quad (6)$$

Отличие тактовых частот модулей от номинальной приводит к погрешностям определения интервалов времени по (1), что обусловлено изменением числа периодов дискретизации, уложившихся в искомый интервал времени. Для определения этой погрешности приравняем результаты измерения одного и того же интервала времени для двух модулей

$$T_{D_0} \cdot Kt_{0k} = T_{D_m} \cdot Kt_{m_k}. \quad (7)$$

Левая часть уравнения соответствует модулю с номинальной тактовой частотой и периодом дискретизации, а правая – реальному модулю, имеющему тактовую частоту и период дискретизации, определяемые выражениями (5) и (6). После подстановки (6) в (7) и несложных преобразований находим количество периодов дискретизации для второго модуля

$$Kt_{m_k} = Kt_{0k} \cdot (1 + \delta_{f_m}). \quad (8)$$

Абсолютная погрешность измерения интервала времени  $t_k$

$$\Delta t_k = t_{m_k} - t_{0_k}, \quad (9)$$

где  $t_{0_k}$  – результат измерения интервала времени модулем с номинальной тактовой частотой, определяемый левой частью (7). После подстановки (1), (8) и левой части (7) в выражение (9) получаем

$$\Delta t_k = T_{D_0} \cdot K t_{0_k} \cdot \delta_{f_m}. \quad (10)$$

Тактовые генераторы измерительных модулей строятся, как правило, на базе кварцевых резонаторов, имеющих небольшой разброс резонансных частот – порядка сотых и тысячных долей процента. Поэтому в (10) коэффициент  $K t_{0_k}$  можно без существенной потери точности заменить коэффициентом  $K t_{m_k}$ . Как следует из (8), такая замена приведет к «погрешности расчета погрешности» максимум в несколько сотых долей процента. Как видно из (3), для больших номеров отсчетов АЦП коэффициент  $K t_{m_k}$  с достаточной точностью заменяется номером  $i_k$  (погрешность расчета погрешности равна обратной величине номера отсчета). Таким образом, получаем окончательное выражение погрешности измерения интервала времени от начала процесса дискретизации до момента перехода сигнала через нуль

$$\Delta t_k \approx T_{D_0} \cdot i_k \cdot \delta_{f_m}. \quad (11)$$

Вычисления по (1), (3), (4) выполняются в каждом измерительном модуле. Затем массивы  $t_{m_k}$  передаются по радиоканалу в центральный блок, в котором рассчитывается разность фаз пары сигналов (в градусах). К примеру, для пары сигналов, подключенных к входам модулей 1 и 2, разность фаз вычисляется так

$$\varphi_x = \frac{360}{n} \sum_{k=1}^{2n} \frac{t_{1_k} - t_{2_k}}{T_{1_k}}, \quad (12)$$

где  $n$  – количество периодов сигналов, за которые рассчитывается разность фаз,  $T_{1_k}$  – текущее значение периода входного сигнала, рассчитанное в первом измерительном модуле,  $t_{1_k}$ ,  $t_{2_k}$  – интервалы времени от начала дискретизации до моментов перехода через нуль входных сигналов первого и второго модулей. За один период учитываются два перехода через нуль – в положительном и в отрицательном направлениях.

Текущее значение периода рассчитывается как разность времен соседних переходов через нуль в одном направлении входного сигнала первого измерительного модуля

$$T_{1_k} = t_{1_{k+2}} - t_{1_k}. \quad (13)$$

Из анализа выражения (12) следует, что погрешность измерения разности фаз имеет две составляющие: аддитивную, равную значению числителя под знаком суммы при нулевой разности фаз, и мультипликативную, обусловленную отличием измеренного значения периода от действительного значения. Из (11) видно, что относительное значение мультипликативной составляющей равно относительному отклонению  $\delta_{f_1}$  тактовой частоты первого измерительного модуля.

При нулевой разности фаз действительные значения разностей интервалов времени в числителе под знаком суммы в (12) должны быть нулевыми. Следовательно, для определения аддитивной составляющей погрешности измерения разности фаз в (12) нужно интервалы времени заменить погрешностями их измерения  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$ . После подстановки этих величин из (11) в (12) и преобразований получаем

$$\Delta \varphi_x = \frac{360 \cdot T_{D_0}}{n} \sum_{k=1}^{2n} \frac{i_k \cdot (\delta_{f_1} - \delta_{f_2})}{T_{1_k}}, \quad (14)$$

Поскольку отклонения тактовых частот модулей являются случайными, в скобках в общем случае мы имеем сумму двух случайных величин. Относительное отклонение тактовой частоты каждого модуля распределено по равномерному закону с границами  $\pm \delta_{f_m}$ . Тактовые генераторы модулей взаимно независимы, следовательно, корреляция погрешностей отсутствует. Нетрудно рассчитать [3], что суммарная погрешность  $\delta_{f_\Sigma}$  будет иметь треугольный закон распределения с границами от  $-2\delta_{f_m}$  до  $+2\delta_{f_m}$ , а ее среднеквадратическое отклонение (СКО) составит  $2\delta_{f_m} / \sqrt{6}$ .

Вычисления интервалов по (1) начинаются с отсчета  $i_{\min}$ , соответствующего окончанию переходного процесса в цифровом фильтре, и заканчиваются отсчетом  $i_{\max}$ , соответствующим концу массива. Согласно (12), разности интервалов времени для пары сигналов усредняются в указанном диа-

пазоне номеров отсчетов, следовательно, погрешность измерения разности фаз можно оценивать для среднего номера отсчета  $i_k = i_{cp}$

$$\Delta\varphi_x \approx 360 \cdot T_{D0} \cdot i_{cp} \cdot \delta_{f_S} \cdot T_S^{-1}, \quad (15)$$

где  $T_S$  – длительность периода входных сигналов.

К примеру, в известной реализации метода приняты следующие соотношения: объем массива отсчетов – 4096, количество отбрасываемых отсчетов, соответствующих переходному процессу в цифровом фильтре, – 2048, период дискретизации – 200 мкс. Таким образом, номер среднего отсчета 3072. Для кварцевых резонаторов, используемых в микропроцессорах, типичное значение относительного отклонения номинальной частоты составляет  $3 \cdot 10^{-5}$  ([5]).

**Результаты расчета.** Предельное относительное значение мультипликативной составляющей погрешности измерения разности фаз равно  $\gamma_\varphi = \delta_{f_1} = \pm 3 \cdot 10^{-5}$ . Эта составляющая имеет равномерное распределение, ее СКО  $\approx 1,73 \cdot 10^{-5}$ .

Предельное абсолютное значение аддитивной составляющей на частоте 50 Гц, рассчитанное по (15), составляет около  $0,66^\circ$ , СКО этой составляющей  $0,27^\circ$ .

Мультипликативной составляющей можно пренебречь, поскольку она существенно меньше указанного в начале статьи требуемого значения. Аддитивная составляющая является недопустимо большой и не удовлетворяет упомянутым требованиям.

Предлагается метод снижения рассмотренной погрешности, основанный на мультипликативной коррекции результатов измерений интервалов времени от начала дискретизации до моментов переходов входных сигналов через нуль. Скорректированное значение интервала времени вычисляется путем умножения на коэффициент, равный отношению номинальной тактовой частоты к действительной тактовой частоте модуля

$$t_{m_k} = T_{D0} \cdot K t_{m_k} \cdot f_{T0} / f_{Tm}. \quad (16)$$

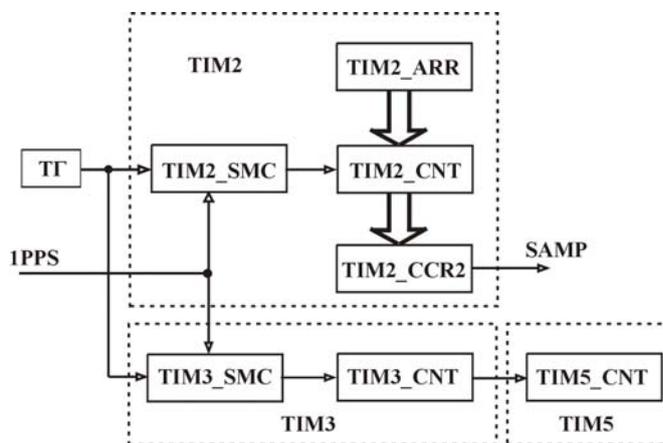
Это позволяет использовать в (1) вместо номинального периода дискретизации его действительное значение.

Точное измерение тактовой частоты модуля возможно благодаря свойству приемников GPS-сигналов формировать с высокой точностью синхроимпульсы «1PPS», интервал времени между которыми равен 1 секунде. Например, погрешность формирования импульсов «1PPS» у приемника NV08C фирмы «NVS Technologies AG» распределена по равномерному закону с границами от - 19,2 нс до + 19,2 нс [6].

Измерение тактовой частоты модуля необходимо совмещать во времени с набором массива цифровых отсчетов, соответствующих кривой изменения входного сигнала. Это требование связано с возможной кратковременной нестабильностью тактовой частоты модуля. Такая нестабильность может присутствовать в микропроцессорах, в которых генератор тактовой частоты построен на кварцевом резонаторе с последующим умножением частоты. Стабилизация частоты на выходе умножителя осуществляется с помощью узла фазовой автоподстройки частоты. В этом случае наблюдаются периодические колебания выходной частоты умножителя около требуемого значения.

Использование современных микропроцессоров позволяет измерять тактовую частоту без дополнительных аппаратных затрат. В частности, ARM-микропроцессоры серии STM32 F101 производства фирмы «STMicroelectronics», построенные на базе ядра Cortex M3, имеют несколько 16-разрядных таймеров, которые могут работать синхронно от одного входного сигнала, а также соединяться последовательно друг с другом для увеличения разрядности счета [7].

На рисунке показана структурная схема узла, осуществляющего управление работой АЦП и измерение тактовой частоты.



Приняты следующие обозначения: TIM2, TIM3, TIM5 – второй, третий и пятый таймеры микропроцессора, ТГ – тактовый генератор, 1PPS – импульсы синхронизации с выхода приемника GPS-

сигнала, TIM2\_SMC, TIM3\_SMC – контроллеры подчиненного режима второго и третьего таймеров, TIM2\_CNT, TIM3\_CNT, TIM5\_CNT – счетчики таймеров, TIM2\_ARR – регистр автоматической перезагрузки второго таймера, TIM2\_CCR2 – регистр сравнения второго канала таймера TIM2, SAMP – сигнал запуска АЦП.

Показанные на рисунке блоки входят в состав микропроцессора STM32F103RC. Связи между блоками и режимы работы таймеров устанавливаются управляющей программой микропроцессора. Режим работы таймера TIM2 – подчиненный, запуск по внешнему сигналу, генерация широтно-импульсного (ШИМ) сигнала. Контроллер TIM2\_SMC обеспечивает начало счета 16-разрядным счетчиком TIM2\_CNT по приходу импульса 1PPS. Таймер начинает генерировать ШИМ-сигнал SAMP, при этом частота сигнала определяется числом, записанным в регистр автоматической перезагрузки TIM2\_ARR, а скважность – содержимым регистра сравнения TIM2\_CCR2. Таймер TIM2 работает до окончания набора массива отсчетов АЦП, при этом приходит команда останова от управляющей программы.

Одновременно с TIM2\_CNT по сигналу 1PPS начинает счет импульсов тактовой частоты счетчик TIM3\_CNT. Выход переполнения этого счетчика соединен со счетным входом TIM5\_CNT. Благодаря последовательному соединению двух 16-разрядных счетчиков получен 32-разрядный счетчик. Он считает до прихода следующего импульса 1PPS, т.е. в течение 1 с. Число, полученное в результате счета, представляет собой результат измерения тактовой частоты. После этого осуществляются вышеупомянутые операции – обработка массива отсчетов, вычисление интервалов времени по выражениям (1) – (4), а также коррекция этих интервалов по выражению (16).

Оценим погрешность измерения разности фаз после проведения описанной коррекции. Погрешность измерения тактовой частоты имеет мультипликативный характер и содержит две составляющие: погрешность формирования образцового интервала времени и погрешность квантования.

Значение первой составляющей определяется параметрами приемника GPS-сигнала. В частности, как указывалось выше, приемник NV08C фирмы «NVS Technologies AG» формирует импульсы «1PPS», интервал времени между которыми равен 1 с погрешностью не более  $\pm 19,2$  нс. Погрешность обусловлена значением тактовой частоты приемника (26 МГц) и распределена по равномерному закону. Разделив указанное значение на длительность образцового интервала времени, получим границы относительного значения первой составляющей:  $\pm 1,92 \cdot 10^{-8}$ .

Вторая составляющая распределена по равномерному закону с границами от  $-1/fT_m$  до 0. Например, при тактовой частоте 26 МГц относительное значение второй составляющей будет находиться в интервале от  $-3,85 \cdot 10^{-8}$  до 0. Сумма двух составляющих имеет треугольный закон распределения с границами от  $-5,77 \cdot 10^{-8}$  до  $+1,92 \cdot 10^{-8}$ , ее СКО составит  $1,57 \cdot 10^{-8}$ . Вторую составляющую при необходимости можно сделать пренебрежимо малой по сравнению с первой путем повышения тактовой частоты модуля.

После подстановки полученного СКО суммарной погрешности в (15) определяем, что СКО аддитивной составляющей погрешности измерения разности фаз не превысит  $0,001^\circ$ , что на порядок меньше указанного в начале работы требуемого значения.

**Заключение.** Анализ специфической погрешности дистанционного измерения разности фаз, обусловленной разными тактовыми частотами удаленных измерительных модулей, показал, что мультипликативная составляющая этой погрешности не оказывает существенного влияния на результат измерения, в то же время аддитивная составляющая имеет недопустимо высокий уровень в несколько десятых долей градуса, что не удовлетворяет поставленным требованиям.

Предложен метод снижения погрешности, основанный на мультипликативной коррекции результатов измерений интервалов времени от начала дискретизации до моментов переходов входных сигналов через нуль. Скорректированное значение интервала времени вычисляется путем умножения на коэффициент, равный отношению номинальной тактовой частоты к действительной тактовой частоте модуля.

Показано, что применение разработанного метода позволяет снизить аддитивную составляющую до уровня, на порядок меньшего допустимых значений, и обеспечить необходимые метрологические характеристики измерительной системы.

1. Борцев П.И. Дистанционное измерение электрических параметров высоковольтной изоляции под рабочим напряжением // Техн. электродинаміка. – 2015. – № 5. – С.90-93.

2. Борцев П.И. Селективный измеритель электрических величин на промышленной частоте // Техн. электродинаміка. – 2005. – № 4. – С.74-78.

3. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. – 1991. – 304 с.
4. Стогний Б.С., Пилипенко Ю.В., Сопель М.Ф., Тутик В.Л. Аппаратно-программный комплекс непрерывного диагностирования основной изоляции трансформаторов тока и высоковольтных вводов силовых трансформаторов // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України – 2010. – Вип 26. – С. 38-45.
5. Geyer quartz technology. Quartz crystal HC-49U. Available at: [http://www.geyer-electronic.de/uploads/tx\\_userartikel/frequenz/GEYER-KX-49-V1\\_16.pdf](http://www.geyer-electronic.de/uploads/tx_userartikel/frequenz/GEYER-KX-49-V1_16.pdf) (accessed 21.12.2015).
6. GPS/GLONASS/GALILEO/SBUS RECEIVERS NV08C-CSM v/3/x, v.4.x. Datasheet. Version 2.7. Available at: <http://www.nvs-gnss.com/products/receivers/item/download/77.html> (accessed 21.12.2015).
7. RM0008. STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced ARM -based 32-bit MCUs. Reference manual. Available at: [http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference\\_manual/CD00171190.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference_manual/CD00171190.pdf) (accessed 21.12.2015).
8. TMU 100. Monitoring system for high-voltage bushings and on-load tap changers. Available at: [https://library.e.abb.com/public/742ebb4cde015790c1257b44003695c3/1ZDE000011%20en\\_flyer%20TMU%20100.pdf](https://library.e.abb.com/public/742ebb4cde015790c1257b44003695c3/1ZDE000011%20en_flyer%20TMU%20100.pdf) (accessed 21.12.2015).

УДК 621.317.373

### КОРЕКЦІЯ ПОХИБОК ПРИ ДИСТАНЦІЙНОМУ ВИМІРЮВАННІ РІЗНИЦІ ФАЗ МІЖ ЕЛЕКТРИЧНИМИ СИГНАЛАМИ

П.І.Борщов, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр.Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

e-mail: [pavbor2010@vandex.ua](mailto:pavbor2010@vandex.ua)

*Досліджено похибки вимірювання різниці фаз між змінними струмами, що протікають через віддалені об'єкти контролю. Відмічено суттєвий вплив на результат вимірювання значень тактових частот віддалених вимірювальних модулів. Показано, що адитивна складова похибки має недопустимо високий рівень, що не задовольняє вимогам задачі діагностики стану високовольтної конденсаторної ізоляції під робочою напругою. Запропоновано метод зниження похибки, що базується на мультиплікативній корекції результатів вимірювань інтервалів часу від початку дискретизації до моментів переходів вхідних сигналів через нуль. Застосування методу дозволяє знизити похибку до рівня, що забезпечує необхідні метрологічні характеристики вимірювальної системи. Бібл. 8, рис. 1.*

**Ключові слова:** різниця фаз, дистанційне вимірювання, високовольтна ізоляція, тангенс кута діелектричних втрат, вимірювання під робочою напругою, мультиплікативна корекція похибок.

### CORRECTION OF ERRORS IN THE REMOTE MEASUREMENT OF THE PHASE DIFFERENCE BETWEEN THE ELECTRIC SIGNALS

Borshchev P.I.

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

e-mail: [pavbor2010@vandex.ua](mailto:pavbor2010@vandex.ua)

*The errors of the measurement of the phase difference between the alternating currents flowing through the remote objects of control are analyzed. A substantial impact on the result of the measurement values of the clock frequency of remote measurement modules is noted. It is shown that the additive component of error is unacceptably high, which doesn't satisfy the requirements of the problem diagnostic of the condition of high-voltage capacitor isolation under operating voltage. A method of reducing the error based on the multiplicative correction of measurements of time intervals from the start of sampling until the transition the input signals through zero is proposed. Usage of this method can reduce the error to a level that ensures the necessary metrological characteristics of the measuring system. References 8, figure 1.*

**Keywords:** phase difference, remote measurement, high voltage insulation, loss tangent, measurement under operating voltage, multiplicative correction of errors.

1. Borshchov P.I. Remote measurement of electric parameters of high voltage insulation under operating voltage // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2015. – No 5. – Pp. 90-93. (Rus)
2. Borshchov P.I. Selective device for measuring electrical quantities at power frequency // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2005. – No 4. – Pp. 74-78. (Rus)
3. Novitskii P.V., Zoграф I.A. Estimates of the error of measurement results. – Leningrad: Enerhoatomizdat. – 1991. – 304 p. (Rus)
4. Stohnii B.S., Pylypenko Y.V., Sopol M.F., Tutik V.L. Hardware-software complex for continuous diagnostic of isolation of current transformers and high-voltage bushings of power transformers // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2010. – No 26. – Pp. 38-45. (Rus)
5. Geyer quartz technology. Quartz crystal HC-49U. Available at: [http://www.geyer-electronic.de/uploads/tx\\_userartikel/frequenz/GEYER-KX-49-V1\\_16.pdf](http://www.geyer-electronic.de/uploads/tx_userartikel/frequenz/GEYER-KX-49-V1_16.pdf) (accessed 21.12.2015).
6. GPS/GLONASS/GALILEO/SBUS RECEIVERS NV08C-CSM v/3/x, v.4.x. Datasheet. Version 2.7. Available at: <http://www.nvs-gnss.com/products/receivers/item/download/77.html> (accessed 21.12.2015).
7. RM0008. STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced ARM -based 32-bit MCUs. Reference manual. Available at: [http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference\\_manual/CD00171190.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference_manual/CD00171190.pdf) (accessed 21.12.2015).
8. TMU 100. Monitoring system for high-voltage bushings and on-load tap changers. Available at: [https://library.e.abb.com/public/4dfcefdfec2c2affc1257bb10051a04f/1ZDE000011\\_ru\\_flyer\\_TMU\\_00.pdf](https://library.e.abb.com/public/4dfcefdfec2c2affc1257bb10051a04f/1ZDE000011_ru_flyer_TMU_00.pdf) (accessed 06.04.2015).

Надійшла 05.01.2016

Остаточний варіант 05.02.2016