

**ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ
НА ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЕ****П.И.Борщев***, канд.техн.наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: pavbor2010@gmail.com

Отмечена необходимость создания метрологического обеспечения измерений тангенса угла потерь высоковольтной изоляции под действием рабочего напряжения. Определены требования к аппаратным средствам. Показана целесообразность использования метода измерения разности фаз квазигармонических сигналов для создания указанного метрологического обеспечения. Предложен ряд усовершенствований метода с целью повышения точности и быстродействия измерительных устройств на его основе. Проведенное математическое моделирование показало, что модернизированный метод превосходит известный по быстродействию и точности измерений и может быть использован для решения поставленной задачи. Библ. 14, рис. 1, табл. 2.

Ключевые слова: высоковольтная изоляция, измерение под рабочим напряжением, измерение разности фаз квазигармонических сигналов, промышленная частота, повышение точности измерений.

Высоковольтная конденсаторная изоляция – одна из наиболее уязвимых составляющих электроэнергетического оборудования, поскольку работает под воздействием электрических полей высокой интенсивности. Актуальной остается задача создания систем мониторинга состояния высоковольтной изоляции в процессе эксплуатации под действием рабочего напряжения, что отражено в нормативных документах [1]. Перспективным путем создания таких систем является использование метода сравнения [2–5], который основан на определении разностей тангенсов углов потерь объектов, подключенных к одной фазе. Устройства, реализующие этот метод, способны выявлять малые изменения тангенса угла потерь 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 этими токами. Из полученных значений определяются отношения емкостей и разности тангенсов углов диэлектрических потерь объектов. Отметим существенное отличие метрологических требований к этим двум видам измерений. Силу тока достаточно измерить с относительной погрешностью в десятые доли процента. В то же время аддитивная составляющая погрешности измерения разности тангенсов углов потерь не должна превышать $\pm 0,01\%$, что соответствует погрешности измерения разности фаз $\pm 0,006^\circ$, причем это требование должно выполняться в широком диапазоне действующих значений силы переменного тока от 1 до 100 мА.

В настоящее время отсутствуют средства измерений с необходимыми характеристиками, которые могут быть положены в основу метрологического обеспечения таких измерений. Теоретически возможно использование трех видов образцовых средств измерений, которые могут быть положены в основу метрологического обеспечения указанных измерителей разности фаз:

- мер емкости с собственным тангенсом угла потерь менее $\pm 0,003\%$,
- образцового калибратора разности фаз, обеспечивающего аддитивную составляющую погрешности воспроизведения не более $\pm 0,002^\circ$,
- образцового фазометра, у которого аддитивная составляющая погрешности измерения не превышает $\pm 0,002^\circ$.

Использование мер емкости на промышленной частоте связано со значительными трудностями. Самый низкий тангенс угла потерь согласно [6] имеют меры РЭЕ, Р5050 и Р597. Однако номинальные значения емкости мер первых двух типов ограничены значением 1000 пФ. У мер Р597 тангенс составляет от $5 \cdot 10^{-5}$ до 10^{-3} и нормируется только на частоте 1000 Гц. При снижении частоты емкостная проводимость уменьшается, а активная, обусловленная, в частности, токами утечки по изоляции, сохраняет значение, что приводит к росту тангенса угла потерь.

При использовании калибраторов разности фаз также возникает ряд проблем. Доступные по стоимости калибраторы обладают низкой точностью и работают в узком диапазоне действующих значений переменных токов. Лучший по характеристикам калибратор «Ресурс К2» производства стран СНГ, работающий на промышленной частоте [7], имеет погрешность воспроизведения разности фаз $\pm 0,03^\circ$, причем это значение обеспечивается для токов не менее 0,7 А, что не позволяет использовать его в необходимом нам диапазоне.

Трехфазный калибратор электрических сигналов FLUKE 6105A [8] может воспроизводить разность фаз с погрешностью $\pm 0,002^\circ$, однако его цена составляет десятки тысяч долларов США, что делает практически невозможным его использование в Украине.

Погрешности лучших фазометров ведущих мировых фирм имеют погрешности измерения на уровне $\pm 0,02^\circ$ [9], что также не позволяет использовать их для решения поставленной задачи.

Таким образом, для метрологического обеспечения измерений тангенса угла потерь на промышленной частоте актуальным является создание прецизионных средств измерения разности фаз. Основное требование к ним – обеспечение аддитивной составляющей погрешности измерения, не превышающей одной трети от погрешности, требуемой от систем мониторинга. То есть, разрабатываемые средства измерения должны обеспечить уровень указанной составляющей, не превышающий $0,002^\circ$. При этом для обеспечения достоверных результатов поверки среднеквадратичное отклонение (СКО) случайной составляющей должно быть, как минимум, в 10 раз ниже.

Цель данной работы: анализ состояния техники измерений разности фаз на промышленной частоте и обоснование метода измерения, который обеспечит снижение аддитивной составляющей погрешности измерений до уровня $\pm 0,002^\circ$, в том числе СКО случайной составляющей до $0,0002^\circ$.

Наиболее перспективным путем достижения поставленной цели представляется использование современных цифровых методов измерения разности фаз.

Известные методы цифрового измерения разности фаз делятся на компенсационные и методы прямого преобразования [10]. Компенсационные фазометры достаточно сложны и дороги, поскольку основаны на использовании многозначного управляемого фазовращателя. Их недостатком является также зависимость результата измерения от изменения частоты входных сигналов, поскольку фазовращатель калибруется на фиксированной частоте.

Среди традиционных методов прямого преобразования разности фаз в цифровой код наиболее распространены [10]: методы преобразования «разность фаз – интервал времени – цифровой код», корреляционные и ортогональные методы.

Преимущество методов первой группы – независимость результата измерения от амплитуд сигналов и отсутствие необходимости привязки к периоду сигналов, недостаток – низкая помехоустойчивость, обусловленная невозможностью осуществлять накопление значений сигналов при определении моментов переходов сигналами нулевого уровня.

Реализация корреляционных методов в цифровой форме предусматривает периодическое аналого-цифровое преобразование мгновенных значений сигналов с дальнейшим вычислением вместо интеграла суммы произведений мгновенных значений за один или несколько периодов. Недостатки метода: влияние шумов и нелинейных искажений сигналов, зависимость от амплитуд, погрешность, обусловленная заменой интеграла на сумму произведений.

Преимущества ортогональных методов – высокая помехоустойчивость и независимость результата измерения от амплитуд сигналов. Однако этим методам, как и корреляционным, свойственна погрешность, обусловленная заменой интеграла за период сигналов на сумму произведений мгновенных значений.

При описании методов измерения разности фаз будем обозначать входные сигналы фазометра как опорный ($s_1(t)$) и измерительный ($s_2(t)$), причем рассматриваемые сигналы имеют синусоидальную форму. Зависимости мгновенных значений сигналов от времени имеют вид

$$s_1(t) = A_1 \sin \omega t, \quad (1)$$

$$s_2(t) = A_2 \sin(\omega t + \varphi_x), \quad (2)$$

где A_1, A_2 – амплитуды сигналов, t – время, ω – круговая частота сигналов, φ_x – измеряемая разность фаз.

Для обеспечения возможности использования цифровых методов измерения необходимо произвести аналого-цифровое преобразование мгновенных значений входных сигналов. Полагаем, что это преобразование производится синхронно в одинаковые моменты времени для двух входных сиг-

налов с одинаковым интервалом дискретизации. Обозначим цифровые отсчеты мгновенных значений сигналов как $s_1(i), s_2(j)$, где i, j – порядковые номера отсчетов.

В разработанных ранее в Институте электродинамики НАН Украины измерителях разности фаз для систем мониторинга состояния высоковольтной изоляции под рабочим напряжением [3,5] была применена разновидность метода преобразования «разность фаз – интервал времени – цифровой код». Производилось синхронное аналого-цифровое преобразование мгновенных значений входных сигналов, цифровая фильтрация массивов цифровых отсчетов и вычисление разности фаз через отношение разности моментов времени, в которые сигналы пересекают нулевой уровень, к периоду сигналов. В каждом периоде сигналов для моментов переходов через ноль в направлении возрастания разность фаз определялась по выражению

$$\varphi_{X+} = 2\pi \frac{j-i + \frac{|s_2(j)|}{|s_2(j+1)| + |s_2(j)|} - \frac{|s_1(i)|}{|s_1(i+1)| + |s_1(i)|}}{k-i + \frac{|s_1(k)|}{|s_1(k+1)| + |s_1(k)|} - \frac{|s_1(i)|}{|s_1(i+1)| + |s_1(i)|}}, \quad (3)$$

где $s_1(i)$ – отрицательное или нулевое значение цифрового отсчета, предшествующего первому переходу опорного сигнала через ноль, $s_2(j)$ – отрицательное или нулевое значение цифрового отсчета, предшествующего первому переходу измерительного сигнала через ноль, $s_1(k)$ – отрицательное или нулевое значение цифрового отсчета, предшествующего второму переходу опорного сигнала через ноль, i, j, k – номера этих отсчетов, $s_1(i+1), s_2(j+1), s_1(k+1)$ – значения положительных отсчетов, которые появляются следующими после $s_1(i), s_2(j), s_1(k)$.

Аналогично определялась разность фаз для моментов переходов сигналов через ноль в направлении уменьшения. Таким образом, для каждого периода сигналов получали два значения разности фаз. Конечный результат получали как среднее значение за несколько периодов.

Как видно из (3), для расчета одного значения разности фаз использовано всего 6 цифровых отсчетов, при том, что за период было получено по 100 отсчетов каждого из сигналов. То есть, основной объем цифровой информации использовался неэффективно. Снижение погрешностей, обусловленных эффектом квантования АЦП, было слабым. Применение цифровой фильтрации уменьшало эти погрешности, но для достижения поставленной цели этого оказалось недостаточно.

Из изложенного следует, что перспективным путем повышения точности метода, описанного в [3, 5], является максимальное использование всего массива отсчетов мгновенных значений сигналов. Такую возможность дает использование новых цифровых методов измерения разности фаз, среди которых следует отметить методы, основанные на подборе математических моделей сигналов с использованием критерия максимального правдоподобия, либо линейного прогнозирования [11], а также метод измерения разности фаз квазигармонических сигналов (ИФСКС) [12]. Методы, описанные в [11], весьма сложны и предполагают большой объем вычислений по итерационным процедурам подбора математических моделей, поэтому их использование в микропроцессорных измерительных устройствах проблематично.

Более перспективным представляется применение метода ИФСКС, разработанного для работы в условиях медленных изменений амплитуд и частоты сигналов. Метод предусматривает вычисление произведений значений цифровых отсчетов мгновенных значений сигналов, при этом массивы отсчетов смещаются во времени на несколько интервалов дискретизации. Разность фаз между сигналами определяется по такому выражению [12]

$$\varphi_x = \arctg\left[\operatorname{tg}(\Delta \cdot T_{\text{д}} \cdot \omega) \cdot \frac{B_1(n) - B_2(n)}{B_1(n) + B_2(n)}\right], \quad (4)$$

где $T_{\text{д}}$ – длительность интервала дискретизации сигналов, Δ – число интервалов дискретизации, на которые смещаются массивы отсчетов, n – номер цифрового отсчета.

Первый сомножитель в квадратных скобках авторы [12] предлагают вычислять так:

$$\operatorname{tg}(\Delta \cdot T_{\text{д}} \cdot \omega) = \sqrt{\frac{2B_2(n) - B_1(n)}{2B_2(n) + B_1(n)}}. \quad (5)$$

Величины $B_1(n), B_2(n), B_3(n), B_4(n)$ вычисляются по следующим выражениям:

$$B_1(n) = s_1(n - 4\Delta) \cdot s_2(n) - s_1(n) \cdot s_2(n - 4\Delta), \quad (6)$$

$$B_2(n) = s_1(n - 3\Delta) \cdot s_2(n - \Delta) - s_1(n - \Delta) \cdot s_2(n - 3\Delta), \quad (7)$$

$$B_3(n) = s_1(n - 3\Delta) \cdot s_2(n - \Delta) - s_1(n - 2\Delta) \cdot s_2(n - 2\Delta), \quad (8)$$

$$B_4(n) = s_1(n - \Delta) \cdot s_2(n - 3\Delta) - s_1(n - 2\Delta) \cdot s_2(n - 2\Delta). \quad (9)$$

Как следует из (4), для определения одного значения разности фаз нужно учесть 6 отсчетов мгновенных значений сигналов аналогично, как и в (3). Отличие заключается в том, что за один период по (4) можно вычислить не два значения разности фаз, а столько, сколько есть цифровых отсчетов, с дальнейшим усреднением, что позволяет существенно снизить влияние случайных погрешностей аналого-цифрового преобразования. Используя метод наименьших квадратов, авторы [12] получили выражение для разности фаз с учетом всех данных массивов отсчетов мгновенных значений сигналов

$$\varphi = \arctg \left[\frac{\sum_{n=4}^{N-1} (B_3^2(n) - B_4^2(n)) \cdot \sqrt{4B_2^2(n) - B_1^2(n)}}{\sum_{n=4}^{N-1} (B_3(n) + B_4(n))^2 \cdot (2B_2(n) + B_1(n))} \right]. \quad (10)$$

Описываемый метод можно считать разновидностью ортогонального, поскольку тангенс разности фаз определяется в виде отношения двух величин. Однако в отличие от классических ортогональных методов отсутствует необходимость вычисления суммы произведений за целое число периодов. Метод имеет следующие преимущества. Во-первых, отсутствует погрешность, обусловленная заменой интеграла на сумму произведений мгновенных значений. Во-вторых, при вычислении результата учитывается максимальное количество полученных цифровых отсчетов, что снижает влияние погрешности квантования АЦП. То есть, метод объединяет преимущества ортогональных методов и методов группы «разность фаз – интервал времени – цифровой код».

Однако метод имеет два существенных недостатка. Во-первых, результат измерения не определяется при значениях разности фаз $\pm\pi/2$, поскольку тангенс таких углов стремится к бесконечности. Вблизи этих значений резко возрастает погрешность измерения. Для устранения этого недостатка в [12] предложено производить программный сдвиг измерительного сигнала относительно опорного на k отсчетов для того, чтобы обеспечить вхождение измеряемой разности фаз в границы от $\pi/8$ до $3\pi/8$, которые авторы считают оптимальными. Однако, как показывают приведенные в работах [12], [13] результаты моделирования, СКО случайной погрешности измерения на краях этого диапазона может в два раза превышать значение для разности фаз, близкой к нулю. Во-вторых, вычисление сложного выражения (10) занимает много времени, что ухудшает быстродействие измерителя.

Для устранения указанных недостатков предлагается ряд мер, которые позволяют адаптировать метод для измерений на промышленной частоте.

Для приведения значений измеряемой величины в область, близкую к нулю, целесообразно сдвинуть измеряемый сигнал относительно опорного на такое количество отсчетов, чтобы задержка во времени между моментами пересечения сигналами нулевого уровня не превышала одного интервала дискретизации. При этом, например, если осуществляется дискретизация с частотой в 100 отсчетов за период, то измеряемая разность фаз не превысит $3,6^\circ$. Тогда результат измерения вычисляется по следующему выражению:

$$\varphi_x = 2\pi \frac{m \cdot T_A}{T_S} + \varphi_R, \quad (11)$$

где m – количество отсчетов, на которые произведен сдвиг измеряемого сигнала, T_S – период сигналов, φ_R – разность фаз, которая остается после сдвига измеряемого сигнала.

Упростить вычисления предлагается двумя путями. Во-первых, поскольку разность фаз можно вычислить для каждого n -го отсчета по выражению (4), то результат измерения с учетом всех данных массивов цифровых отсчетов можно определить так:

$$\varphi_i = \arctg \left[\sum_{n=4}^{N-1} [tg(\Delta \cdot T_A \cdot \omega) \cdot \frac{B_1(n) - B_2(n)}{B_1(n) + B_2(n)}] \right]. \quad (12)$$

Во-вторых, поскольку промышленная частота изменяется незначительно за время набора массива цифровых отсчетов, то величину $tg(\Delta \cdot T_A \cdot \omega)$ можно считать постоянной для данного массива и

рассчитать один раз. Частота сигналов рассчитывается через моменты переходов опорного сигнала через нулевой уровень $\omega = 2\pi / [T_A (k - i + \frac{|s_1(k)|}{|s_1(k+1)| + |s_1(k)|} - \frac{|s_1(i)|}{|s_1(i+1)| + |s_1(i)|})]$. (13)

При вычислении разности фаз по (12) исключаются операции расчета квадратных корней и квадратов величин $B_1 \dots B_4$. Для определения одного значения разности фаз под знаком суммы в (12) нужно произвести 5 умножений, два суммирования и рассчитать арктангенс. При вычислении такого же значения в (10) дополнительно нужно рассчитать 8 произведений, 2 суммы и квадратный корень, т.е. время вычислений после предложенных упрощений снижается минимум в два раза.

В работе [13] приведены результаты физического моделирования метода, предусматривающего вычисление разности фаз по выражению (10). В частности указано, что на частоте 1 кГц при использовании 16-разрядных АЦП и массива из 10^5 цифровых отсчетов мгновенных значений сигналов СКО погрешности измерения разности фаз не превышают $5 \cdot 10^{-6}$ рад, т.е. 0,0003°.

Указанное значение требует уточнения, поскольку условия моделирования, описанные в [13], отличаются от условия измерения разности фаз на промышленной частоте. На результат измерения разности фаз на промышленной частоте оказывает влияние дополнительный фактор – случайное значение момента начала дискретизации по отношению к моменту перехода опорного сигнала через нуль. Это приводит к росту случайной погрешности измерения разности фаз.

Для оценки погрешности измерения разности фаз на промышленной частоте проведено математическое моделирование работы устройств, реализующих три метода. Первый – метод, примененный ранее в измерителях разности фаз для систем мониторинга состояния высоковольтной изоляции под рабочим напряжением с использованием выражения [3]. Второй – метод измерения фазового сдвига квазигармонических сигналов (ИФСКС) [13], который предусматривает вычисление результата по выражению (10). Третий – предлагаемый модернизированный метод ИФСКС, согласно которому результат определяется по выражениям (11) – (13). Во всех трех случаях использовалась предварительная цифровая фильтрация сигналов для исключения эффекта наложения спектров и влияния высших гармоник. Были применены: антиалиазинговый треугольный нерекурсивный фильтр и полюсовой рекурсивный фильтр шестого порядка с полосой пропускания от 40 до 60 Гц.

Моделирование выполнено в программной среде MATHCAD. Конечная разрядность АЦП и микропроцессорного вычислителя имитировались с помощью функции округления. Частота дискретизации сигналов составляла 10 кГц. Объем массивов цифровых отсчетов по каждому входному сигналу – 8500. Фаза момента начала дискретизации – от 0° до 3,6° с шагом 0,01°.

В табл. 1 приведены среднеквадратичные значения случайных составляющих аддитивной погрешности для указанных методов измерения в зависимости от разрядности использованных АЦП.

Таблица 1

Метод измерения	Количество двоичных разрядов АЦП			
	12	14	16	18
1	0,0026°	0,00067°	0,00029°	0,00025°
2	0,0028°	0,00057°	0,00015°	0,000042°
3	0,0028°	0,00057°	0,00016°	0,000042°

Как видно из приведенных данных, уровень случайной погрешности, достаточный для достижения поставленной цели, обеспечивают методы 2 и 3 при использовании АЦП с количеством двоичных разрядов от 16 и более.

При использовании 18-разрядного АЦП применение методов 2 и 3 позволяет снизить указанную погрешность по сравнению с методом 1 почти в 6 раз.

Были также определены средние значения аддитивной погрешности. Для методов 2 и 3 при всех значениях разрядности АЦП среднее значение не превышало 10^{-7} °, т.е. оно существенно меньше, чем СКО случайной составляющей и не оказывает существенного влияния на результирующую погрешность.

Предлагаемая модернизация метода ИФСКС при сокращении объема вычислительных операций обеспечивает такую же точность измерения, как и известного. Это позволяет решить поставленную задачу при использовании АЦП с числом двоичных разрядов 16 и более, причем удастся сузить диапазон вычисляемых значений разности фаз до значений от 0° до 3,6°.

В табл. 2 приведены средние значения и СКО случайных составляющих погрешности измерения разности фаз в указанном диапазоне для разработанного метода. Моделирование проведено для 18-разрядных АЦП.

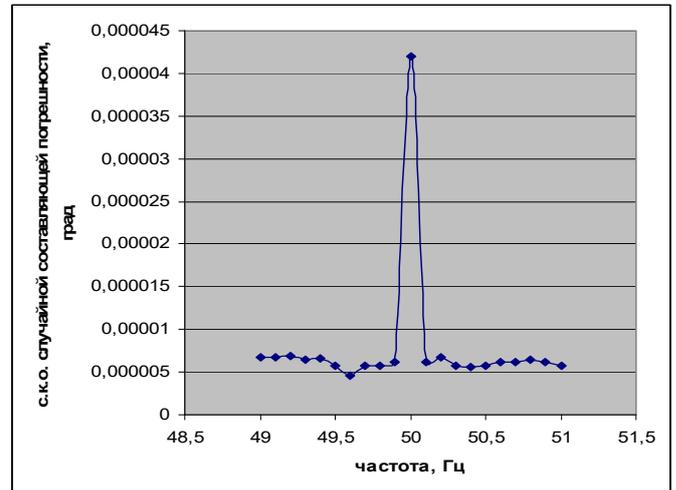
Из таблицы видно, что уровень случайной составляющей погрешности практически не зависит от значения разности фаз, средние значения существенно меньше, чем СКО случайной составляющей, поэтому можно считать, что мультипликативная составляющая погрешности отсутствует.

Таблица 2

Разность фаз, °	0	1	2	3	3,5
СКО случайной погрешности, °	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$4,4 \cdot 10^{-5}$	$4,1 \cdot 10^{-5}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$4,3 \cdot 10^{-5}$
Среднее значение погрешности, °	$<1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$2,2 \cdot 10^{-7}$	$3,8 \cdot 10^{-7}$	$3,7 \cdot 10^{-7}$

На рисунке показан график зависимости СКО случайной составляющей погрешности измерения разности фаз для предлагаемого модернизированного метода ИФСКС при частотах входных сигналов в диапазоне от 49 до 51 Гц. Видно, что значения погрешности на частотах, отличных от 50 Гц, существенно меньше, чем для 50 Гц. Этот факт можно объяснить тем, что при отношении частоты дискретизации к частоте сигналов, равной целому числу, частотный спектр погрешности квантования сосредоточен в области нечетных гармоник сигналов [14]. При этом погрешности определения фазы для разных периодов сигналов имеют одинаковый знак и значение, что приводит к их накоплению для всего массива данных. При других соотношениях частот происходит статистическое усреднение, и результирующая погрешность оказывается меньше. Таким образом, погрешность на частоте 50 Гц можно считать «оценкой сверху», реальная погрешность всегда будет иметь меньшее значение.

Выводы. Для повышения точности измерения разности фаз на промышленной частоте целесообразно использовать известный метод измерения разности фаз квазигармонических сигналов (ИФСКС) [13], в котором отсутствуют погрешности, обусловленные заменой интеграла за период на сумму произведений мгновенных значений сигналов, а для вычисления разности фаз учитывается весь объем массива цифровых отсчетов, что снижает влияние погрешности квантования АЦП. Определены недостатки этого метода и указаны пути их устранения.



Математическое моделирование трех методов определения разности фаз – метода, использованного ранее в системах мониторинга состояния высоковольтной изоляции под рабочим напряжением, известного метода ИФСКС и предложенного автором модернизированного метода ИФСКС показало, что последние два метода, в отличие от первого, удовлетворяют выдвинутым требованиям к точности измерений. При этом модернизированный метод при его реализации обеспечивает такую же точность измерения, как и известный метод ИФСКС, однако ему свойственно большее быстродействие, и он работоспособен при всех значениях измеряемой величины. Показано, что точность измерения сохраняется для всего диапазона значений разности фаз и во всем диапазоне промышленных частот.

1. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007. Норми випробування електрообладнання. Харків: ГРІФРЭ. 2009. 278 с.
 2. 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.
 3. Беляев В.К., Борщев П.И., Ободовский В.Д., Канивецкий Ю.В., Бехтев Г.В., Богданов С.Г., Масенко Д.А., Двойных В.П. Приборное обеспечение и опыт контроля изоляции конденсаторного типа под рабочим напряжением. *Електрические сети и системы*. 2012. № 4. С. 68–72.
 4. Сахно А.А. Алгоритм измерения тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции трансформаторов тока и вводов 330–750 кВ при непрерывном контроле, под рабочим напряжением. *Електротехніка і електромеханіка*. 2010. № 2. С. 54-56.
 5. Борщев П.И. Дистанционное измерение электрических параметров высоковольтной изоляции под рабочим напряжением. *Техн. електродинаміка*. 2015. № 5. С. 90-93.
 6. ДСТУ ГОСТ 8.255:2009. ГСИ. Меры электрической емкости. Методы и средства поверки (чинний в Україні). Київ: Держспоживстандарт України, 2009. 26 с.
 7. Калибраторы переменного тока «Ресурс К2». Руководство по эксплуатации. URL: <http://www.entp.ru/documentation/K2/2/download>. (дата обращения 26.07.2018).
 8. FLUKE. 6100B/6105A. Electrical power standards. Users manual. URL: http://download.flukecal.com/pub/literature/6100B___umeng0100_0.pdf. (Accessed at 26.07.2018).
 9. CLARKE-HESS. Phase meter. Model 6000A. URL: <http://clarke-hess.com/wp-content/uploads/2015/07/6000A.pdf>. (Accessed at 29.07.2018).
 10. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 184 с.

11. So H.C., Zhou Z. Two accurate phase-difference estimators for dual-channel sine-wave model. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2013:122. Pp. 1-6.
12. Игнатьев В.К., Никитин А.В., Юшанов С.В. Измерение фазового сдвига квазигармонических сигналов. *Вычислительные методы и программирование*. 2013. Т. 14. С. 424-432.
13. Игнатьев В.К., Никитин А.В., Бернардо-Сапрыкин В.Х., Орлов А.А. Измерение разности фаз квазигармонических сигналов в реальном времени. *Наука и образование*. 2013. № 7. С. 241-256.
14. Alcazar P.R., Santoz A. Behavior of quantization noise for sinusoidal signals. A revision. *Journal of Applied Research and Technology*. 2009. Vol. 7. No 2. Pp. 136-150.

УДК 621.317.373

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ НА ПРОМИСЛОВІЙ ЧАСТОТІ

П.І. Борщов, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: pavbor2010@gmail.com

Зазначено необхідність створення метрологічного забезпечення вимірювань тангенса кута втрат високовольтної ізоляції під дією робочої напруги. Визначено вимоги до апаратних засобів. Показано доцільність застосування методу вимірювання різниці фаз квазигармонічних сигналів для створення вказаного метрологічного забезпечення. Запропоновано ряд удосконалень методу з метою підвищення точності та швидкодії вимірювальних пристроїв на його основі. Проведене математичне моделювання показало, що модернізований метод перевищує відомий за швидкодією і точністю вимірювання і може бути застосований для вирішення поставленої задачі. Бібл. 14, рис. 1, табл. 2.

Ключові слова: високовольтна ізоляція, вимірювання під робочою напругою, вимірювання різниці фаз квазигармонічних сигналів, промислова частота, підвищення точності вимірювань.

INCREASE ACCURACY OF PHASE DIFFERENCE MEASUREMENT AT INDUSTRIAL FREQUENCY

P.I. Borshchov

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: pavbor2010@gmail.com

The necessity of creating metrological support for measuring the loss tangent angle of high-voltage insulation under the action of operating voltage is noted. Requirements for hardware tools are defined. The expediency of using the method of measuring the phase difference of quasi-harmonic signals to create the specified metrological support is shown. A number of improvements to the method have been proposed with the aim of improving the accuracy and speed of measuring devices based on it. The mathematical modeling showed that the modernized method surpasses the one known for speed and accuracy of measurements and can be used to solve the set task. References 10, figure 1, tables 2.

Keywords: electric parameters, high voltage insulation, measurement under operating voltage, wireless measuring system.

1. SOU-N EE20.302:2007. Standards testing of electrical equipment. Kharkiv: GRIFRE, 2009. 278 p. (Ukr)
2. 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. Вyp. 26. Pp. 38-45. (Rus)
3. Beljaev V.K., Borshchov P.I., Obodovsky V.D., Kanivetsky J.V., Behtev G.V., Bogdanov S.G., Masenko D.A., Dvojnyh V.P. Instrumentation and monitoring experience of insulation condenser type under operating voltage. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2012. No 4. Pp. 68-72. (Rus)
4. Sakhno A.A. A dielectric dissipation measurement algorithm for the main insulation of current transformers and 330-750 kV bushings under on-line monitoring. *Electrical engineering & Electromechanics*. 2010. No 2. Pp. 54-56. (Rus)
5. Borshchov P.I. Remote measurement of electric parameters of high voltage insulation under operating voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 5. Pp. 90-93. (Rus)
6. DSTU GOST 8.255:2009. GSI. Measures of electrical capacitance. Methods and means of verification (current in Ukraine). Kyiv: Derzhspozhyvstandart Ukrainy, 2009. 26 p. (Ukr)
7. Calibrators of alternating current Resource K2. Manual.
URL: <http://www.entp.ru/documentation/K2/2/download>. (Accessed at 26.07.2018).
8. FLUKE. 6100B/6105A. Electrical power standards. Users manual.
URL: http://download.flukecal.com/pub/literature/6100B_umeng0100_0.pdf. (Accessed at 26.07.2018).
9. CLARKE-HESS. Phase meter. Model 6000A.
URL: <http://clarke-hess.com/wp-content/uploads/2015/07/6000A.pdf>. (Accessed at 29.07.2018).
10. Chmueh M.K. Digital phase measurement. Moskva: Radio i sviaz, 1993. 184 p. (Rus)
11. So H.C., Zhou Z. Two accurate phase-difference estimators for dual-channel sine-wave model. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2013:122. Pp. 1-6.
12. Ignatjev V.K., Nikitin A.V., Jushanov S.V. Measurement of the phase shift of quasi-harmonic signals. *Vichislitelnye metody i programirovanie*. 2013. Vol. 14. Pp. 424-432. (Rus)
13. Ignatjev V.K., Nikitin A.V., Bernardo-Saprykin V.C., Orlov A.A. Measurement of the phase difference of quasi-harmonic signals in real time. *Nauka i obrazovanie*. 2013. No 7. Pp. 241-256. (Rus)
14. Alcazar P.R., Santoz A. Behavior of quantization noise for sinusoidal signals. A revision. *Journal of Applied Research and Technology*. 2009. Vol. 7. No 2. Pp. 136-150.

Надійшла 12.10.2018
Остаточний варіант 01.02.2019