

ВАРИАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ

А.Л. Ламеко, канд.техн.наук
 Государственное предприятие «Научно-производственный центр «Энергоимпульс»
 Института электродинамики НАН Украины,
 пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,
 e-mail: lameko@nbi.com.ua

Измерение разности фаз двух сигналов нашли широкое применение в различных областях науки и техники. Однако существующие методы измерения не полностью удовлетворяют современным требованиям – высоким быстродействию и точности измерения фазового сдвига. В настоящей работе рассматривается новый метод измерения разности фаз, основанный на детерминированном приращении начальной фазы одного из сигналов, который позволяет достичь высокого быстродействия и малой погрешности измерения, выведены аналитические зависимости метода. Метод базируется на цифровой обработке сигналов. Библ. 10, табл. 1, рис. 2.

Ключевые слова: переменный ток, разность фаз, быстродействие, вариация, погрешность, цифровая фильтрация, весовые окна.

Введение. Роль измерения разности фаз двух сигналов непрерывно возрастает во многих областях науки и техники: радиолокации и навигации, авиационной и космической технике, геодезии, энергетике ($\cos \varphi$), связи, системах неразрушающего контроля и др. Как следствие, растут требования к точности измерения разности фаз. Повышение точности измерения фазового сдвига между двумя сигналами в основном достигаются за счет развития элементной базы, ускорения процессов обработки данных, но методы измерения изменяются мало. Существующие методы измерения делятся на: метод компенсации фазы и метод прямого преобразования [1] (метод преобразования интервала времени в напряжение, цифровой метод подсчета количества импульсов, корреляционные методы, метод преобразования Фурье и т.д.). Для реализации этих методов может (и ранее использовалось) аналоговое преобразование сигналов [6]. В настоящее время для измерения разности фаз используется практически только цифровая обработка сигналов [1, 2, 3, 5, 7, 9, 10]. Основные трудности при этом состоят в выполнении двух противоречивых требований – одновременного достижения малой погрешности измерения и высокого быстродействия.

Компенсационные фазометры обладают высокой помехоустойчивостью [1, 6], как правило, работают на одной или нескольких дискретных частотах и характеризуются невысоким быстродействием. Фазометры прямого преобразования имеют низкую помехоустойчивость при малых отношениях сигнал/шум и низкую чувствительность при малой разности фаз [1, 5, 8]. Благодаря развитию элементной базы удалось существенно повысить помехоустойчивость и чувствительность методов прямого преобразования за счет дополнительной цифровой обработки сигналов [5, 7, 10]. Однако такая обработка сигнала требует значительных объемов памяти и скорости вычислений.

Цель и постановка задачи. Разработать вариационный метод измерения разности фаз, обеспечивающий высокую точность измерения в пределе за один период рабочей частоты. Вывести аналитические зависимости метода. Разработать алгоритм вариационного метода измерения разности фаз, основанный на реализации детерминированного приращения (вариации) начальной фазы одного из сигналов в процессе цифровой обработки результатов измерения, позволяющий минимизировать вычислительные ресурсы и получить малую погрешность измерения фазового сдвига.

Обоснование разработанного метода. Рассмотрим два стационарных гармонических сигнала, которые описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} U_0(t) = A_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0), \\ U_X(t) = A_X \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_X), \end{cases} \quad (1)$$

где A_0 , A_X и φ_0 , φ_X – амплитуды и начальные фазы опорного и исследуемого сигналов соответственно; ω – круговая частота гармонических сигналов; t – текущее время.

Для упрощения примем начальную фазу φ_0 равной нулю, тогда система уравнений примет вид

$$\begin{cases} U_0(t) = A_0 \cdot \sin(\omega \cdot t), \\ U_X(t) = A_X \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_X). \end{cases} \quad (1.1)$$

Простое измерение напряжений сигналов $U_0(t)$ и $U_X(t)$ приводит к тому, что в системе уравнений (1.1) содержатся три неизвестных: амплитуды измеряемых сигналов и фаза исследуемого сигнала. Поэтому погрешность определения искомой фазы сигнала будет зависеть от точности измерения амплитуд (A_0 и A_X) опорного и исследуемого сигналов. При малых сигналах резко возрастают случайная и систематическая составляющие погрешности измерения фазового сдвига φ_X [1].

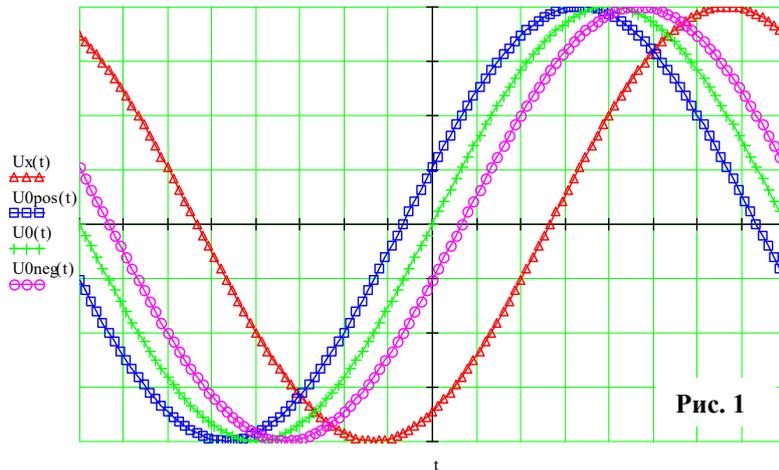


Рис. 1

Проведем аддитивную вариацию начальной фазы сигнала $U_0(t)$ на величину $\pm\varphi_{var}$ (рис. 1) и измерим три полученных сигнала ($U_{0pos}(t)$, $U_{0neg}(t)$ и $U_X(t)$). Результаты этих измерений описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} U_{0pos}(t) = A_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_{var}), \\ U_{0neg}(t) = A_0 \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi_{var}), \\ U_X(t) = A_X \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_X). \end{cases} \quad (2)$$

Измеренные сигналы U_{0pos} и U_{0neg} перемножим с сигналом U_X и проинтегрируем за период T

$$\begin{cases} M1 = \int_0^T U_{0pos} \cdot U_X dt = \frac{A_0 A_X}{2} (\cos \varphi_{var} \cos \varphi_X + \sin \varphi_{var} \sin \varphi_X), \\ M2 = \int_0^T U_{0neg} \cdot U_X dt = \frac{A_0 A_X}{2} (\cos \varphi_{var} \cos \varphi_X - \sin \varphi_{var} \sin \varphi_X). \end{cases} \quad (3)$$

Из (3) находим измерительное уравнение фазового сдвига

$$\varphi_X = \arctg \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_{var}} \cdot \frac{M1 - M2}{M1 + M2} \right]. \quad (4)$$

Согласно уравнению (4) измеряемый фазовый сдвиг φ_X не зависит от амплитуд анализируемых сигналов. Величина $\operatorname{tg} \varphi_{var}$ выступает в качестве образцовой меры фазы и является константой, величина которой известна с достаточной точностью.

Рассмотрим один из возможных вариантов реализации разработанного метода.

Структурная схема фазометра, реализующего вариационный метод измерения разности фаз, показана на рис. 2. Напряжения опорного источника U_0 и исследуемого источника U_X поступают на измерительные входы двух синхронных аналого-цифровых преобразователей (АЦП1 и АЦП2) через фильтры защиты от наложения спектров $F1$ и $F2$. Назначение фильтров – ограничение полосы частот измеряемых сигналов, чтобы избежать перекрытия (или наложения) спектров исходных сигналов с частотой дискретизации. Требуемые технические параметры для фильтров защиты от наложения спектров достаточно подробно описаны в [2, 3]. Микроконтроллер (МК) формирует временные интервалы дискретизации, запускает АЦП1 и АЦП2, считывает данные преобразования, проводит математическую обработку этих данных и выдает результат измерения на индикатор. После чего цикл (алгоритм измерения) повторяется.

Алгоритм измерения разности фаз разбит на несколько этапов. На первом, посредством двух синхронных АЦП, производится по N выборок каждого сигнала за один период, которые записываются в память контроллера. Два массива данных

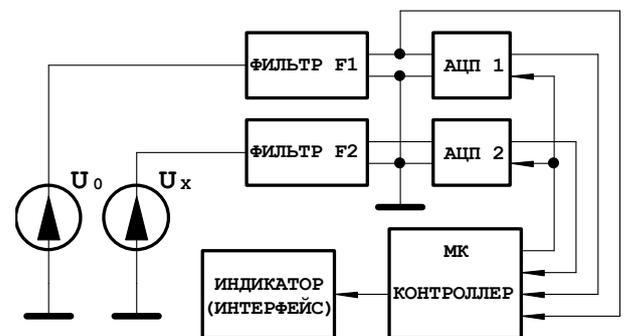


Рис. 2

преобразования U_0 и U_X имеют вид

$$\begin{cases} U_X = \{U_{X_1}, U_{X_2} \dots U_{X_{N-1}}, U_{X_N}\}, \\ U_0 = \{U_{0_1}, U_{0_2} \dots U_{0_{N-1}}, U_{0_N}\}. \end{cases} \quad (5)$$

На втором этапе, учитывая стационарность и периодичность сигналов U_0 и U_X , микроконтроллер из массива U_0 формирует два массива U_{0pos} и U_{0neg} путем циклического сдвига элементов массива (цифровую вариацию начальной фазы) на одну, например, позицию вправо и влево соответственно, т.е. вариацию начальной фазы опорного сигнала U_0 (получим $tg\varphi_{var} = tg(2\pi var/N)$, где var – шаг вариации (в нашем случае $var = 1$))

$$\begin{cases} U_X = \{U_{X_1}, U_{X_2} \dots U_{X_{N-1}}, U_{X_N}\}, \\ U_{0pos} = \{U_{0_N}, U_{0_1} \dots U_{0_{N-2}}, U_{0_{N-1}}\}, \\ U_{0neg} = \{U_{0_2}, U_{0_3} \dots U_{0_N}, U_{0_1}\}. \end{cases} \quad (6)$$

На третьем этапе, после завершения цифровой вариации начальной фазы, микроконтроллер по формулам (7) проводит поэлементное перемножение массивов U_{0pos} и U_{0neg} с массивом U_X и цифровое интегрирование за период T (в цифровой форме T равен количеству выборок N), и записывает в память значения $M1$ и $M2$

$$\begin{cases} M1 = \sum_{i=1}^N U_X \cdot U_{0pos}, \\ M2 = \sum_{i=1}^N U_X \cdot U_{0neg}. \end{cases} \quad (7)$$

На четвертом этапе, зная величину вариации начальной фазы $tg\varphi_{var}$ и вычислив значения $M1$ и $M2$, микроконтроллер рассчитывает величину фазового сдвига по формуле (4).

Результат измерения зависит от длительности временного интервала, в течение которого посредством АЦП1 и АЦП2 производятся выборки (временное окно). Для стационарного периодического сигнала достаточно, чтобы длительность временного окна была кратна периоду измеряемого сигнала. С другой стороны, конечная длительность временного окна приводит к чувствительности результата измерения к спектру исследуемого сигнала и спектру сигнала дискретизации [2, 3, 4]. Формула (4) этот эффект не учитывает. Для того чтобы найти более точное выражение, необходимо в формулу (3) ввести погрешность ΔT определения периода T сигналов от дискретизации. В этом

$$\text{случае} \quad \begin{cases} M1 = \int_0^{T+\Delta T} U_{0pos} U_X dt \approx \frac{A_0 A_X}{2} (\cos(\varphi_{var} - \varphi_X) + \Delta T \cos(\varphi_{var} + \varphi_X)), \\ M2 = \int_0^{T+\Delta T} U_{0neg} U_X dt \approx \frac{A_0 A_X}{2} (\cos(\varphi_{var} + \varphi_X) + \Delta T \cos(\varphi_{var} - \varphi_X)). \end{cases} \quad (8)$$

В результате несложных преобразований из системы уравнений (8) получаем

$$\varphi_X = \text{arctg} \left[\frac{1}{tg\varphi_{var}} \cdot \frac{M1 - M2}{M1 + M2} \cdot \frac{1 + \Delta T}{1 - \Delta T} \right]. \quad (9)$$

Очевидно, что в цифровой форме период T равен количеству выборок N , а погрешность ΔT определения периода равна $1/N$. Тогда более точная формула с учетом количества выборок за период

$$\text{имеет вид} \quad \varphi_X = \text{arctg} \left[\frac{1}{tg\varphi_{var}} \cdot \frac{M1 - M2}{M1 + M2} \cdot \frac{1 + 1/N}{1 - 1/N} \right]. \quad (10)$$

Анализ уравнения (10) показывает, что искажения результатов измерения вызывает конечное количество выборок N за период. Эти искажения можно существенно ослабить, если в расчет фазового сдвига φ_X ввести поправки на эффект дискретизации сигналов, или временное окно умножить на плавно изменяющуюся функцию, обращающуюся в ноль за пределами окна (весовая функция) [2,3,4]. Для выбора решения автором была разработана математическая модель фазометра. В процессе численного моделирования сопоставлялись численные оценки искажений результатов измерения, и предпочтение было отдано применению весовой функции, т.к. это позволило существенным образом уменьшить уровень боковых лепестков в спектре исследуемых сигналов. Как следствие, при этом абсолютная величина погрешности измерения фазового сдвига в диапазоне заданных значений от 0° до $\pm 180^\circ$ не превышала $\pm 0,01^\circ$. В математической модели была применена синтезированная автором

дискретная весовая функция (11), параметры которой зависят от количества выборок N за один период исследуемого сигнала

$$WIND(n_i) = 0,27 + 1,4 \cdot \cos[17\pi N^{-0,5} \cdot (n_i - 0,5N)] + 0,3 \cdot \cos[65\pi N^{-0,5} \cdot (n_i - 0,5N)], \quad (11)$$

где $n_i \in 1 \dots N$ – текущая выборка.

С учетом весовой функции (11) значения $M1$ и $M2$ рассчитываются по формулам

$$\begin{cases} M1 = \sum_1^N U_X \cdot U_{0, pos} \cdot WIND(n_i)^2, \\ M2 = \sum_1^N U_X \cdot U_{0, neg} \cdot WIND(n_i)^2. \end{cases} \quad (12)$$

При введении в обработку функции весового окна (11) формула (10) преобразуется к виду

$$\varphi_X \cong \arctg \left[\frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_{var}} \cdot \frac{M1 - M2}{M1 + M2} \cdot \frac{1 + 1/N^2}{1 - 1/N^2} \right]. \quad (13)$$

Анализ уравнения (13) показывает, что составляющие погрешности измерения, вызванные конечным числом выборок, уменьшаются посредством применения весовой функции в N раз. В этом случае, учитывая, что составляющие (конечное количество выборок N за период) погрешности измерения стали величиной второго порядка малости, целесообразно для экономии ресурсов микроконтроллера расчет $M1$ и $M2$ проводить по формуле (12) и полученные значения использовать для расчета фазового сдвига по формуле (4). Необходимо заметить, что в уравнении (4) измерения разности фаз φ_X нет абсолютных значений амплитуд анализируемых сигналов (только их отношения), а величина $\operatorname{tg}\varphi_{var}$ выступает в качестве образцовой меры фазы и является константой, величина которой известна с достаточной точностью.

Это замечание позволяет утверждать, что разработанный вариационный метод измерения разности фаз обладает высокими метрологическими характеристиками, аналогично компенсационному методу, и одновременно включает в себя достоинства прямых методов преобразования (быстродействие).

Экспериментальная часть. Для экспериментальных исследований предложенного метода измерения разности фаз был разработан экспериментальный образец фазометра на базе 8-битного контроллера **C8051F005**. Для измерения напряжений переменного тока опорного источника U_0 и исследуемого источника U_X использовались встроенные 12-ти разрядные аналого-цифровые преобразователи. Опытный образец фазометра был исследован на трех рабочих частотах (45, 50 и 55 Гц) с использованием измерительного комплекса **Fluke 6130A**. Измерение фазового сдвига проводилось за один период рабочей частоты. Экспериментальные данные приведены в таблице. Абсолютная погрешность измерения фазового сдвига $\delta\varphi_X$ рассчитывалась как разница измеренного $\varphi_{хи}$ и заданного $\varphi_{хз}$ фазовых сдвигов. В таблице также приведено количество выборок за период N , которые использовались для расчета значений весового окна (11).

Задан. параметр. (Fluke 6130A)		Измеренные параметры			$\delta\varphi_X$, град.
$\varphi_{хз}$, град.	f_z , Гц	$\varphi_{хи}$, град.	$f_{и}$, Гц	N	
0,00	50,000	0,00	49,999	120	0,00
10,00	50,000	9,95	49,999	120	-0,05
20,00	50,000	19,95	49,999	120	-0,05
30,00	50,000	29,95	49,999	120	-0,05
40,00	50,000	39,94	49,999	120	-0,06
45,00	50,000	44,94	49,999	120	-0,06
60,00	50,000	59,94	49,999	120	-0,06
90,00	50,000	89,94	49,999	120	-0,06
120,00	50,000	119,95	49,999	120	-0,05
150,00	50,000	149,97	49,999	120	-0,03
180,00	50,000	179,97	49,999	120	-0,03
60,00	45,000	59,95	44,999	133	-0,05
180,00	45,000	179,99	44,999	133	-0,01
60,00	55,000	59,94	54,999	109	-0,06
180,00	55,000	179,95	54,999	109	-0,05

Суммарная длительность измерительного цикла (измерение за один период и вычисления) при частоте сигналов 50 Гц составила приблизительно 50 мс. Изменение в два раза амплитуд опорного источника U_0 и исследуемого источника U_X искажало результат измерения фазового сдвига φ_X менее, чем на $0,01^\circ$.

Выводы. Разработанный вариационный метод измерения разности фаз позволяет достичь малой погрешности измерения фазового сдвига при несложной цифровой обработке массивов измерения U_0 и U_X , полученных всего за один период исследуемых сигналов. Метод базируется на цифровой обработке сигналов, обладает высокой помехоустойчивостью и высоким быстродействием. Он может быть применен для решения за-

дач, в которых требуется высокая точность и скорость измерения фазового сдвига за короткое время по ограниченному числу периодов сигнала и его отсчетов, например, в комплексах управления энергосистемами, радиолокации и т.д. Применение в цифровой обработке весовых окон позволяет существенно повысить помехоустойчивость и точность измерения разности фаз.

1. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 184 с.
2. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. М.: Мир, 1983. Т. 1-2.
3. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Издательский дом Вильямс, 2004. 992 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 608 с.
5. Игнатъев В.К., Никитин А.В., Юшанов С.В. Измерение фазового сдвига квазигармонических сигналов. *Вычислительные методы и программирование*. 2013. Т. 14. С. 424-431.
6. Бова Н.Т., Гайжевський В.А., Маєвський С.М., Малєбнік В.В. Вимірювання різниці фаз у радіоелектроніці. К.: Вища школа, 1972. 231 с.
7. Игнатъев 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. URL: <http://technomag.edu.ru/doc/588392.html>
8. Борщев П.И. Селективный измеритель электрических величин на промышленной частоте. *Техн. електродинаміка*. 2005. № 4. С. 74–78.
9. Борщев П.И. Аналіз розрізняльної здатності цифрових фазометрів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2007. Вип. 16. С. 125-126.
10. Du B.Q. High Resolution Frequency Measurement Method with A Wide-Frequency Range Based on Quantized Phase Step Law. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 2013. No 60. Pp. 2237–2243.

УДК 621.317.37

ВАРІАЦІЙНІ МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ РІЗНИЦІ ФАЗ

А.Л. Ламеко, канд.техн.наук

Державне підприємство «Науково-виробничий центр «Енергоімпульс»

Інституту електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: lameko@nbi.com.ua

Вимірювання різниці фаз двох сигналів застосовується у різних областях науки і техніки. Однак існуючі методи вимірювання не у повному обсязі задовольняють сучасним вимогам – високим швидкодії та точності вимірювання фазового зсуву. У даній роботі розглядається новий метод вимірювання різниці фаз, що ґрунтується на детермінованому прирості початкової фази одного з сигналів, який дає змогу досягти високої швидкодії і незначної похибки вимірювання, представлено аналітичні залежності методу. Метод базується на цифровій обробці сигналів. Бібл. 10, табл. 1, рис. 2

Ключові слова: змінний струм, амплітуда, різниця фаз, швидкодія, точність, варіація, похибка, дискретизація, цифрова фільтрація, вагові вікна.

VARIATIONAL METHOD OF MEASURING ANGULAR PHASE DIFFERENCE

A.L. Lameko

The state-owned enterprise “Scientific-Production Center “Energoimpuls”

of the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: lameko@nbi.com.ua

Measurement of the phase difference of the two signals has found wide application in various fields of science and technology. However, the existing methods of measurement do not fully meet modern requirements - high speed and high accuracy of phase shift measurement. In this paper we consider a new method for measuring the phase difference, based on the deterministic increment of the initial phase of one of the signals, which makes it possible to achieve high speed and small measurement error; analytical dependencies of the method are derived. The method is based on digital signal processing. References 10, table 1, figures 2

Key words: AC current, amplitude, phase difference, speed of measurement, accuracy, variation, uncertainty, digitization, digital filtration, weight window.

1. Chmykh M.K. Digital phaseometry. Moskva: Radio i sviaz, 1993. 184 p. (Rus)
2. Max J. Methods and technique of signal processing for physical measurements. Moskva: Mir, 1983. Vol. 1-2. (Rus)
3. Eficher E., Jervis B. Digital Signal Processing: A Practical Approach. Moskva: Izdatelskii dom Williams, 2004. 992 p. (Rus)
4. Sergienko A.B. Digital signal processing. Sankt-Peterburg: Piter, 2003. 608 p. (Rus)
5. Ignatiev V.K., Nikitin A.V., Yushanov S.V. Measurement of phase shift of quasiharmonic signals. *Computational methods and programming*. 2013. Vol. 14. Pp. 424-431. (Rus)
6. Bova N.T., Gaizhevsky V.A., Maevsky S.M., Malyebnik V.V. Measurement of angular phase difference at radio electronics. Kyiv: Vysshaya shkola, 1972. 231 p. (Ukr)
7. Ignatiev V.K., Nikitin A.V., Bernardo-Saprykin V.H., Orlov A.A. Measurement of angular phase difference of quasiharmonic signals in real time. *Nauka i obrazovanie*. 2013. No 7. URL: <http://technomag.edu.ru/doc/588392.html> (Rus)
8. Borshchev P.I. A selective meter of electrical quantities at the industrial frequency. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2005. No 4. Pp. 74–78. (Rus)
9. Borshchev P.I. Analis of the building of digital photodimeters. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2007. Vypusk 16. Pp. 125-126. (Ukr)
10. Du B.Q. High Resolution Frequency Measurement Method with A Wide-Frequency Range Based on Quantized Phase Step Law. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 2013. No 60. Pp. 2237–2243.

Надійшла 14.06.2018

Остаточний варіант 05.12.2018