

О. В. Осадчук¹
А. О. Семенов¹
А. Ю. Савицький¹
О. С. Звягін¹

ОБРОБЛЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗИ ПЕРІОДИЧНИХ СИГНАЛІВ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

¹Вінницький національний технічний університет

Проблема вимірювання фази сигналів є перспективним науково-технічним напрямком, але загальною тенденцією її вирішення є нерозривний розвиток методології обробки інформації і програмно-апаратної частини контрольно-вимірювальної техніки, що використовується в таких галузях, як радіофізика, радіонавігація, прецизійне вимірювання шорсткості, розмірів, дефектів поверхонь та кристалів, детектування, в тому числі, зашумлених ФМ-сигналів. На сьогодні використовуються такі методи вимірювання різниці фаз сигналів, як компенсації фази, перетворення різниці фаз у часовий інтервал, кореляційні методи, метод перетворення у ряд Фур'є з подальшим виділенням фазової складової, а також цифрові методи, найпоширенішими з яких є метод часових воріт та метод дискретної лічби імпульсів вимірювального сигналу.

Більшість описаних методів розроблено для вимірювання фази гармонічних та квазігармонічних сигналів. Однак, в реальних умовах вимірювання, вимірювальний канал є джерелом шумів, вихідний вимірювальний сигнал має спотворену форму і потребує фільтрації, що призводить до необхідності застосування складних фільтрувальних систем, або застосування програмного забезпечення, що реалізує алгоритм фільтрації сигналів. Ця проблема також може виникати за релаксаційного режиму роботи вимірювального автогенератора та порушення режиму живлення. З метою спрощення апаратної частини та зменшення кількості математичних операцій, які збільшують час вимірювання та знижують чутливість вимірювання, в роботі продемонстровано розроблений чисельний метод розрахунку фази вимірювального сигналу автогенераторних перетворювачів фізичних величин на фоні дії адитивних шумів каналу розповсюдження сигналу, в тому числі і паразитної амплітудної модуляції, усуваючи при цьому необхідність розгляду спектрального складу сигналу і громіздких розрахунків перетворення Фур'є.

Ключові слова: автогенераторний перетворювач, вимірювальний сигнал, фаза, шум, вимірювальний канал, чисельний метод вимірювання.

Вступ

Спільною рисою відомих методів вимірювання фази сигналів є те, що вони застосовуються для гармонічних, або квазігармонічних сигналів з постійною амплітудою. Це вимагає підсилення сигналів, тобто внесення у вимірювальне коло додаткових джерел шумів, з іншого боку, засоби вимірювання, що реалізують дані принципи фазового детектування, схильні до паразитної АМ. Тому серед описаних методів найбільшого застосування отримав метод на основі перетворення Фур'є. Однак, його використання пов'язано зі значним масивом математичних розрахунків. Особливо це проявляється, коли передатна характеристика досліджуваного об'єкта є нелінійною, або діють інші джерела завад, які розширюють спектральний склад вимірювального сигналу і спотворюють його форму. Тому актуальною стає розробка таких методів обробки вимірювальної інформації, які б мали змогу на основі масиву відліків сигналу в дискретні моменти часу оцінювати різницю фаз сигналів не залежно від форми останніх [1], [2].

Метою роботи є розробка чисельного розрахунку фази вимірювального сигналу автогенераторних перетворювачів фізичних величин на фоні дії шумів каналу розповсюдження сигналу, усуваючи при цьому необхідність розгляду спектрального складу сигналу і громіздких розрахунків перетворення Фур'є.

Результати дослідження

Для аналізу процесів, що діють на інформаційний сигнал у вимірювальному каналі, припустимо, що він є гармонічним, а всі спотворення, викликані як зовнішніми шумами, так і власними шумами вимірювального генератора, виникають в каналі розповсюдження сигналу [3]. Нехай через досліджуване середовище проходить вимірювальний сигнал, що описується рівнянням $a(t) = A \sin(\omega t + \phi_0)$. Для зручності розрахунків вважатимемо початкову фазу вимірювального сигналу рівною нулю. На сигнал діють дві групи факторів: амплітудні завади, викликані нелінійними властивостями середовища розповсюдження та затримки сигналу, спричинені нелінійністю АЧХ об'єкта; а також в результаті накладання випадкових гауссівських шумів. На виході досліджуваного об'єкта інформаційний сигнал в загальному вигляді набуде форми АМ-сигналу

$$a(t) = A(t) \sin(\omega t + \phi(t)),$$

де ω — частота вимірювального сигналу, $A(t)$ — рівняння обвідної, $\phi(t)$ — фаза сигналу, що змінюється випадковим чином під дією гауссівського шуму. Результируючий сигнал $B(t)$ на комплексній площині визначається за виразом

$$B(t) = A(t) \cdot \exp(j(\omega t + \phi(t))) = b(t) \cdot \exp(j\omega t).$$

В цьому рівнянні відносно «повільна» складова $b(t) = A(t) \cdot \exp(j\phi(t))$ є зручнішою для аналізу фази. Позначимо цю складову вимірювального сигналу $\vec{C}(C, \phi_0)$, що характеризується постійною складовою амплітуди C і кутом нахилу ϕ_0 . Розповсюдження сигналу через досліджуваний об'єкт

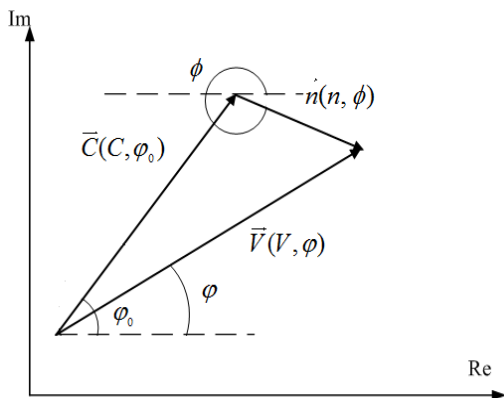


Рис. 1. Знаходження вектору результируючого сигналу

приводить до його зашумлення, яке еквівалентно зміні дійсної частини $C \cos \phi_0$ і уявної частини $C \sin \phi_0$ цього вектора, що за умови дії гауссівського шуму, є незалежними один від одного. Позначимо весь обсяг шумів, що діють на вихідний вимірювальний сигнал через еквівалентний вектор $\vec{n}(n, \phi)$. Проекції його на осі координат n_x, n_y є незалежними випадковими величинами і описуються нормальним законом розподілу: $\overline{n_x} = \overline{n_y} = 0$, $\overline{n_x^2} = \overline{n_y^2} = \sigma^2$, де σ^2 є дисперсією білого гауссівського шуму. Очевидно, що складова n описується законом розподілу Релея, а фазова складова ϕ розподілена нормально в інтервалі від 0 до 2π . В кожний момент часу фаза

сигналу буде визначатись сумою двох векторів $\vec{C}(C, \phi_0)$ і $\vec{n}(n, \phi)$, яку позначимо через вектор $\vec{V}(V, \phi)$ (рис. 1). Очевидно, що $\vec{C} + \vec{n} = \vec{V}$. Дійсну і уявну частини вектора \vec{V} можна записати за допомогою таких рівностей [4], [5]

$$V \cos \phi = C \cos \phi_0 + n \cos \phi;$$

$$V \sin \phi = C \sin \phi_0 + n \sin \phi.$$

Статистичний розподіл амплітуди і фази результируючого вектора \vec{V} можна записати за допомогою їх спільної функції розподілу [4]

$$W(V, \phi) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{C^2 + n^2 - 2Cn \cos(\phi_0 - \phi)}{2\sigma^2}\right] n dV d\phi_0. \quad (1)$$

З виразу (1) випливає, що розподіл амплітуди і фази не є випадковими величинами; фаза ϕ результуючого вектора вже не є рівномірно розподіленою як фаза шумового коливання ϕ .

Для отримання функції розподілу амплітуди V результуючого вектора проінтегруємо останній вираз по фазі ϕ_0 в межах від 0 до 2π , для чого використаємо інтегральне представлення для модифікованої функції Бесселя $I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{z \cos t} dt$ [5]

$$W_V(V)dV = dV \int_0^{2\pi} W(V, \phi_0) d\phi_0 = \frac{Vdv}{\sigma^2} \cdot I_0\left(\frac{CV}{\sigma^2}\right) \cdot \exp\left[-\frac{C^2 + V^2}{2\sigma^2}\right]. \quad (2)$$

З останнього виразу видно, що амплітуда V квазігармонічного сигналу задовольняє розподілу Райса з параметрами C, σ^2 , що збігаються з амплітудою вихідного інформаційного сигналу C та дисперсією гауссівського шуму σ^2 . Звідки видно, що під дією шуму вимірювального каналу, амплітуда вектора вихідного сигналу \bar{C} є випадковою величиною $V = |\bar{V}|$ і для обробки цього сигналу можна застосовувати відомі статистичні методи оброблення [4]. При цьому фаза результуючого сигналу не є випадковою величиною і описується функцією щільності ймовірності (2). Однак, за багаторазового вимірювання фази сигналу, можливе припущення, що зсув фази вимірювального сигналу, викликаний дією шумів, можна розглядати як випадкову величину і для виключення її впливу можна застосовувати статистичні методи [5].

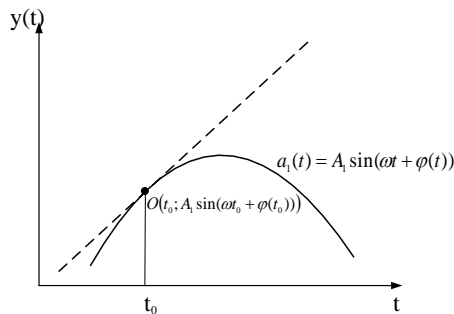


Рис. 2. Графічне представлення методу дотичних

Суть запропонованого методу полягає у вимірюванні різниці фаз сигналів на основі припущення про достатню за точністю їх апроксимацію кривою другого порядку [6]. Величина різниці фаз цих сигналів двоканальних перетворювачів виникає внаслідок різних умов проходження сигналів (різниця довжини каналів, коефіцієнтів заломлення або відбиття), що, в основному, визначаються властивостями досліджуваного об'єкта. Крім того, в обох каналах діє шум, який вважається білим шумом, що, як показано вище, також впливає на результат вимірювання.

Позначимо зашумлені квазігармонічні сигнали, різницю фаз яких необхідно виміряти, за допомогою двох векторів стану $\bar{V}_1(V_1, \phi_{0_1})$ і $\bar{V}_2(V_2, \phi_{0_2})$ (рис. 2). Суму цих двох векторів позначимо $\bar{V}_3(V_3, \Delta\phi_0)$. Як показано вище, амплітуди даних квазігармонічних коливань V_1 і V_2 є випадковими величинами, тому амплітуда сумарного коливання V_3 також буде випадковою величиною, але з дисперсією рівною $2\sigma^2$.

Для вимірювання фаз застосуємо однозначну залежність кута між дотичними до графіків вимірювальних квазігармонічних коливань [7], [8].

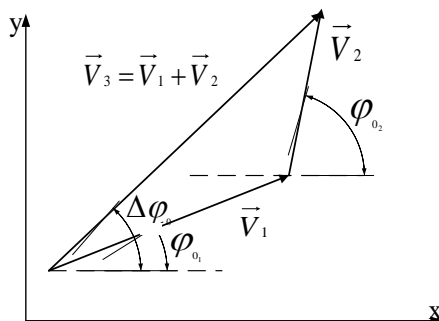


Рис. 3. Підсумковий вектор і різниця фаз двох сигналів

Для початку розглянемо коливання, що описується вектором \bar{V}_1 . Нехай в результаті вимірювання отримується масив результатів вимірювання первинних сенсорів, що і задає «повільну» складову інформаційного сигналу $b(t) = A(t) \cdot \exp(j\phi(t))$ в дискретні моменти відклику вимірювальної системи протягом часу вимірювання $[t_0; t_1]$, де t_0, t_1, \dots, t_n — рівновіддалені відліки вимірювання; $h = t_n - t_{n-1}$ — крок сітки (частота звертання до перетворювача).

Якщо вимірювальна система відповідає теоремі Котельникова, то для вимірювання фази сигналу можна апроксимувати ділянку між двома сусідніми відліками часу інформаційного сигналу, що в загальному випадку описується рівнянням $a_1(t) = A_1(t) \sin(\omega t + \phi_{0_1}(t))$ гармонічним коливанням $a_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \phi_{0_1}(t))$, оскільки через дві довільні точки площини можна провести безкінечну кількість кривих будь-якого порядку [9].

У довільний момент відліку (наприклад, точка t_0) до графіка гармонічного коливання можна провести дотичну. Позначимо точку дотику до графіка функції $a_1(t)$ точкою з координатами $O(t_0; A_1 \sin(\omega t_0 + \phi_{0_1}(t_0)))$.

Рівняння дотичної, проведеної через точку $O(t_0; A_1 \sin(\omega t_0 + \phi_{0_1}(t_0)))$ можна описати за допомогою рівняння

$$y_1(t) = A_1 \sin(\omega t_0 + \phi_{0_1}(t_0)) + A_1 \omega \cos(\omega t_0 + \phi_{0_1}(t_0))(t - t_0).$$

Замінивши $\omega t_0 + \phi_{0_1}(t_0) = \gamma_1(t_0)$, і функцію косинуса синусом, отримуємо:

$$y_1(t) = A_1 \sin \gamma_1(t_0) + A_1 \omega \sin(\gamma_1(t_0) + \pi/2)(t - t_0).$$

Величина $A_1 \omega \sin(\gamma_1(t_0) + \pi/2)$ є кутом нахилу шуканої дотичної, причому, заміна косинуса синусом проведена з метою збереження знаку фази, оскільки функція синуса є непарною.

Аналогічним чином знаходиться кут нахилу дотичної до апроксимованого інформаційного сигналу другого вимірювального каналу.

Таким чином, різниця фаз двох каналів визначається:

$$\Delta\phi = A_1 \omega \sin(\gamma_1(t_0) + \pi/2) - A_2 \omega \sin(\gamma_2(t_0) + \pi/2),$$

де $\omega t_0 + \phi_{0_2}(t_0) = \gamma_2(t_0)$ — фаза вимірювального сигналу другого каналу, графік дотичної до якого знаходиться за виразом $y_2(t) = A_2 \sin \gamma_2(t_0) + A_2 \omega \sin(\gamma_2(t_0) + \pi/2)(t - t_0)$.

При цьому для кожної вимірювальної системи частота вимірювального сигналу ω вибирається з урахуванням властивостей досліджуваного об'єкта до взаємодії з даним сигналом і в процесі вимірювання є сталою величиною. Тому, по-суті, результат вимірювання визначається лише амплітудними відліками вимірювального сигналу в дискретні моменти часу, що і ставилося в задачі дослідження.

Висновки

Спільною ознакою відомих методів вимірювання фази є те, що вони застосовні для гармонічних сигналів з постійною амплітудою. В статті авторами показано, що амплітуда зашумленого сигналу є випадковою величиною, а за умови багаторазового вимірювання, фазова складова, внесена шумами, може розглядатись як випадковий процес і тому такі величини можуть оброблятися статистичними методами. Запропоновано математичний апарат вимірювання різниці фаз сигналів, для реалізації яких необхідні лише амплітудні відліки вимірювального сигналу, що значно зменшує необхідний для обробки обсяг розрахунків і тим самим підвищує швидкодію систем вимірювання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] М. К. Чмых, *Цифровая фазометрия*. Москва: Радио и связь, 1993.
- [2] И. Е. Кинкулькин, В. Д. Рубцов, и М. А. Фабрик, *Фазовый метод определения координат*. Москва: Советское радио, 1979.
- [3] Т. В. Яковлева, «Метод определения фазового сдвига квазигармонических сигналов, основанный на анализе огибающей», *Компьютерная оптика*, № 6, с. 950-956, 2017.
- [4] T. Yakovleva, "Methods of mathematical statistics in two-parameter analysis of Rician signals," *Doklady Mathematics*, vol. 90 (3), pp. 675-679, 2014.
- [5] О. В. Осадчук, О. С. Звягин, та А. Ю. Савицький, «Інтегральний метод зменшення статистичних похибок вимірювання автогенераторних перетворювачів фізичних величин,» in *Proc. VIth International Scientific-Practical Conference. Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems*, Chernivtsi, 2018, p. 124.
- [6] О. В. Осадчук, О. С. Звягин, та А. Ю. Савицький, «Обработка сигнала сенсора за допомогою дотичної,» *Вісник ХНУ*, № 2, с. 20-24, 2016.
- [7] О. В. Осадчук, О. С. Звягин, О. П. Червак, та А. Ю. Савицький, «Вимірювання різниці фаз періодичних сигналів,» in *Proc. VIIth International Scientific-Practical Conference. Physical and Technological Problems of Transmission, Processing and Storage of Information in Infocommunication Systems*, Chernivtsi, 2017, p. 142.

[8] A. Savytskyi, and Ia. Osadchuk, "Microelectronic device for humidity measuring with the frequency output signal," in *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*. Conference Proceedings, Odesa, Ukraine, 2017, pp. 1-6.

[9] О. В. Осадчук, О. С. Звягін, та А. Ю. Савицький, «Обробка вимірювального сигналу сенсора за допомогою параболічної інтерполяції,» *Вісник ХНУ*, № 2, с. 153-159, 2015.

Рекомендована кафедрою радіотехніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 7.12.2018

Осадчук Олександр Володимирович — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри радіотехніки, e-mail: osadchuk.av69@gmail.com ;

Семенов Андрій Олександрович — канд. техн. наук, доцент, професор кафедри радіотехніки, e-mail: semenov79@ukr.net ;

Савицький Антон Юрійович — канд. техн. наук, старший викладач кафедри радіотехніки, e-mail: savitskyant@gmail.com ;

Звягін Олександр Сергійович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки, e-mail: zviahin86@gmail.com

O. V. Osadchuk¹
A. O. Semenov¹
A. Yu. Savitskyi¹
O. S. Zviahin¹

Processing of Phase Measurement Results of Periodic Signals of Self-generating Sensors

¹Vinnitsia National Technical University

The problem of phase measuring is a promising scientific and technical direction, but the general tendency of its solution is the inextricable development of the methodology of information processing and software and hardware part of the control and measuring equipment used in such fields as radiophysics, radio navigation, precision measurement of roughness, size and defects, surfaces and crystals, detecting, including noisy FM signals. At present, the following methods for measuring the phase difference of signals, such as phase compensation, phase difference transformation in time intervals, correlation methods, Fourier series transformation method with subsequent phase separation, as well as digital methods, the most common of which is the time gate method and method of a discrete number of pulses of a measuring signal.

Most of the described methods are designed to measure the phase of harmonic and quasi-harmonic signals. However, in real-world measurement, the measuring channel is a source of noise; the output measurement signal is distorted and requires filtration, which requires the use of complex filter systems, or application software that implements a signal filtering algorithm. This problem can also occur due to the relaxation mode of the measuring self-generator and violation of the power supply. In order to simplify the hardware and reduce the number of mathematical operations that increase the measurement time and reduce the sensitivity of the measurement, a numerical method for calculating the phase of the measurement signal of self-generator converters of physical quantities in the background of the action of the additive noise of the signal propagation channel, including parasitic amplitude modulation, is demonstrated. , thus eliminating the need to consider the spectral composition of the signal and the cumbersome calculations of the Fourier transform.

Keywords: self-generating converter, quasi-harmonic signal, noise, numerical measurement method.

Osadchuk Oleksandr V. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Radiotechnics, e-mail: osadchuk.av69@gmail.com ;

Semenov Andrii O. — Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor, Professor of the Chair of Radiotechnics, e-mail: semenov79@ukr.net ;

Savitskyi Andrii Yu. — Cand. Sc. (Eng.), Senior Lecturer of the Chair of Radiotechnics, e-mail: savitskyant@gmail.com ;

Zviahin Oleksandr S. — Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor of the Chair of Radiotechnics, e-mail: zviahin86@gmail.com

О. В. Осадчук¹
А. А. Семенов¹
А. Ю. Савицкий¹
А. С. Звягин¹

Обработка результатов измерения фазы периодических сигналов автогенераторных преобразователей физических величин

¹Винницкий национальный технический университет

Проблема измерения фазы сигналов является перспективным научно-техническим направлением, общей тенденцией решения которой является неразрывное развитие методологии обработки информации и программно-аппаратной части контрольно-измерительной техники, которая используется в таких отраслях, как радиофизика, радионавигация, прецизионные измерения шероховатости, размеров и дефектов поверхностей и кристаллов, детектирования, в том числе, зашумленных ФМ-сигналов. В настоящее время используются такие методы измерения разности фаз сигналов, как компенсация фазы, преобразование разности фаз во временной интервал, корреляционные методы, метод преобразования в ряд Фурье с последующим выделением фазовой составляющей, а также цифровые методы, самыми распространенными из которых являются методы временных ворот и дискретного счета импульсов измерительного сигнала.

Большинство описанных методов разработаны для измерения фазы гармонических и квазигармонических сигналов. Однако, в реальных условиях измерения, измерительный канал является источником шумов, выходной измерительный сигнал которого имеет искаженную форму и требует фильтрации, что приводит к необходимости применения сложных фильтрующих систем, или применения программного обеспечения, реализующего алгоритм фильтрации сигналов. Эта проблема может возникать и в случае релаксационного режима работы измерительного автогенератора, а также нарушения режима питания. С целью упрощения аппаратной части и уменьшения количества математических операций, которые увеличивают время измерения и снижают чувствительность измерения, в работе предложен разработанный численный метод измерения фазы сигнала автогенераторных преобразователей физических величин на фоне действия аддитивных шумов канала распространения сигнала, в том числе и паразитной амплитудной модуляции, исключая при этом необходимость рассмотрения спектрального состава сигнала и громоздких расчетов преобразования Фурье.

Ключевые слова: автогенераторный преобразователь, квазигармонический сигнал, шум, численный метод измерения.

Осадчук Александр Владимирович — д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники, e-mail: osadchuk.av69@gmail.com ;

Семёнов Андрей Александрович — канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры радиотехники, e-mail: semenov79@ukr.net ;

Савицкий Антон Юрьевич — канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры радиотехники, e-mail: savitskyant@gmail.com ;

Звягин Александр Сергеевич — канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники, e-mail: zviahin86@gmail.com