

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2025-68-1-5-16>

УДК 621.316.925

## **Коррекция амплитудной и фазовой погрешностей сигнала в микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты при изменении частоты**

**Ф. А. Романюк<sup>1)</sup>, Ю. В. Румянцев<sup>1)</sup>, В. Ю. Румянцев<sup>1)</sup>**

<sup>1)</sup>Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

**Реферат.** В микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты в качестве контролируемых параметров электрических величин достаточно широко используются амплитудные (действующие) значения и фазовые сдвиги входных сигналов. Они в большинстве случаев определяются по выборкам одной или двух ортогональных составляющих основной гармоники названных сигналов. В существующих микропроцессорных системах для их формирования преимущественно применяются нерекурсивные цифровые фильтры Фурье. При номинальной частоте в энергосистеме выделенные указанными фильтрами ортогональные составляющие не вносят дополнительных погрешностей в определяемые по ним амплитуды и фазовые сдвиги. В режимах с отклонением частоты от номинального значения количество выборок входного сигнала за период становится дробным числом, и дискретизация превращается в асинхронную. По этой причине в амплитуде и фазе сигнала появляются соответствующие погрешности. Основным вопросом их коррекции является непосредственная или косвенная оценка частоты. В настоящей статье реализуется косвенная оценка мгновенной частоты по динамическому косинусу угла одной выборки, который вычисляется по трем смежным мгновенным значениям косинусной ортогональной составляющей сигнала. Использование информации о мгновенной частоте при определении амплитуд и фазовых сдвигов позволяет осуществить полноценную коррекцию соответствующих погрешностей. При этом следует отметить, что в переходных режимах из-за влияния различных факторов динамический косинус определяется с большими погрешностями. Это делает нецелесообразной коррекцию амплитудной и фазовой погрешностей в указанных режимах, ограничивая ее использование только установившимися режимами. Для указанных режимов предложен и исследован функциональный алгоритм коррекции амплитудной и фазовой погрешностей сигналов в микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты при отклонении частоты от номинальной. Результаты выполненных исследований показали, что разработанный алгоритм коррекции обеспечивает практически полное исключение проявления амплитудной и фазовой погрешностей в установившихся режимах в диапазоне изменения частоты 47–52 Гц.

**Ключевые слова:** микропроцессорные системы автоматизации и релейной защиты, амплитудная и фазовая погрешности, мгновенная частота, модель, тестовое воздействие, вычислительный эксперимент, MATLAB – Simulink, результаты исследований

**Для цитирования:** Романюк, Ф. А. Коррекция амплитудной и фазовой погрешностей сигнала в микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты при изменении частоты / Ф. А. Романюк, Ю. В. Румянцев, В. Ю. Румянцев // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2025. Т. 68, № 1. С. 5–16. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2025-68-1-5-16>

---

### **Адрес для переписки**

Румянцев Владимир Юрьевич  
Белорусский национальный технический университет  
просп. Независимости, 65/2,  
220013, г. Минск, Республика Беларусь  
Тел.: +375 17 326-89-51  
[vrumiantsev@bntu.by](mailto:vrumiantsev@bntu.by)

### **Address for correspondence**

Rumiantsev Vladimir Yu.  
Belarusian National Technical University  
65/2, Nezavisimosty Ave.,  
220013, Minsk, Republic of Belarus  
Tel.: +375 17 326-89-51  
[vrumiantsev@bntu.by](mailto:vrumiantsev@bntu.by)

---

## Correction of Amplitude and Phase Errors of the Signal in Microprocessor Automation and Relay Protection Systems when Frequency Changes

F. A. Romaniuk<sup>1)</sup>, Yu. V. Rumiantsev<sup>1)</sup>, V. Yu. Rumiantsev<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup>Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

**Abstract.** In microprocessor automation and relay protection systems, amplitude (effective) values and phase shifts of input signals are widely used as controlled parameters of electrical quantities. In most cases, they are determined by samples of one or two orthogonal components of the main harmony of these signals. In existing microprocessor systems, non-recursive digital Fourier filters are mainly used to form them. At a nominal frequency in the power system, the orthogonal components highlighted by these filters do not introduce additional errors into the amplitudes and phase shifts determined by them. In modes with frequency deviation from the nominal value, the number of input signal samples per period becomes a fractional number, and sampling turns into asynchronous one. For this reason, corresponding errors appear in the amplitude and phase of the signal. The main issue of their correction is the direct or indirect estimation of frequency. In this article, an indirect estimation of the instantaneous frequency is realized by the dynamic cosine of the angle of one sample, which is calculated from three adjacent numerical values of the cosine orthogonal component of the signal. The use of instantaneous frequency information in determining amplitudes and phase shifts allows for full correction of the corresponding errors. It should be noted, however, that in transient modes, due to the influence of various factors, the dynamic cosine is determined with large errors. This makes it impractical to correct amplitude and phase errors in these modes, limiting its use only to steady-state modes. For these modes, a functional algorithm for correcting the amplitude and phase errors of signals in microprocessor automation and relay protection systems when the frequency deviates from the nominal one is proposed and investigated. The results of the performed investigations showed that the developed correction algorithm provides almost complete elimination of the manifestation of amplitude and phase errors in steady-state modes in the frequency range of 47–52 Hz.

**Keywords:** microprocessor automation and relay protection systems, amplitude and phase errors, instantaneous frequency, model, test effect, computational experiment, MATLAB – Simulink, research results

**For citation:** Romaniuk F. A., Rumiantsev Yu. V., Rumiantsev V. Yu. (2025) Correction of Amplitude and Phase Errors of the Signal in Microprocessor Automation and Relay Protection Systems when Frequency Changes. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 68 (1), 5–16. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2025-68-1-5-16> (in Russian)

### Введение

В микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты в качестве контролируемых параметров электрических величин достаточно широко используются амплитудные (действующие) значения и фазовые сдвиги входных сигналов, а также параметры других величин, от них зависящие [1]. Они в большинстве случаев определяются по выборкам одной или двух ортогональных составляющих основной гармоники (ОС) указанных сигналов [2]. В существующих микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты для формирования ОС преимущественно применяются классические нерекурсивные цифровые фильтры (ЦФ) Фурье и различные их модификации [3].

При номинальной частоте в энергосистеме выделенные указанными ЦФ ортогональные составляющие не вносят дополнительных погрешностей в определяемые по ним амплитуды и фазовые сдвиги. В режимах с откло-

нением частоты от номинального значения количество выборок входного сигнала за период становится дробным числом и дискретизация превращается в асинхронную [4]. По этой причине в амплитуде и фазе сигнала появляются соответствующие погрешности.

Амплитудная погрешность проявляется в возникновении колебаний полученных амплитудных значений сигнала с удвоенной частотой. Ее оценка и основные решения по предотвращению изменений амплитуды при уходе частоты от номинальной рассмотрены в [5, 6].

На рис. 1 показана оценка разности фаз между выходным и входным сигналами нерекурсивного ЦФ Фурье с частотой дискретизации 1200 Гц в установившемся режиме. При отклонении частоты от номинальной 50 Гц в пределах  $\pm 5$  Гц разность фаз  $\Delta\varphi$  изменяется в диапазоне  $\pm 18^\circ$  (рис. 1). Изменение  $\Delta\varphi$  во временной области имеет колебательный характер с удвоенной частотой.

Из приведенной на рис. 1 зависимости следует, что возникающие в нормальном режиме незначительные погрешности фазы из-за небольших колебаний частоты не являются проблемными и могут не учитываться.

Коррекция фазовой погрешности необходима при значительных изменениях частоты, возникновение которых возможно в слабых энергосистемах.

Следует отметить, что если необходима коррекция и амплитудной и фазовой погрешностей, то ее целесообразно осуществлять комплексно на базе единого алгоритма. Его основой является оценка частоты [4].

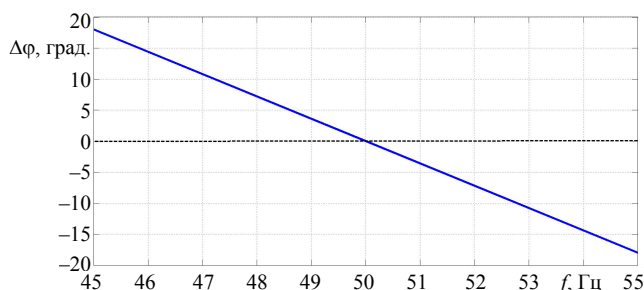


Рис. 1. Погрешность определения разности фаз между выходным и входным сигналами, обусловленная отклонением частоты от номинальной, для нерекурсивного цифрового фильтра Фурье с частотой дискретизации 1200 Гц

Fig. 1. Error in determining the phase difference between the output and input signals due to frequency deviation from the nominal frequency for a non-recursive digital Fourier filter with a sampling frequency of 1200 Hz

## Основная часть

Для осуществления коррекции амплитудной и фазовой погрешностей сигнала может использоваться непосредственная или косвенная оценка частоты. Наиболее подходящей для решения данной проблемы представляется мгновенная частота, которая является не постоянной величиной, а функцией времени. Ее измерение представляет весьма сложную задачу.

Алгоритмы оценки мгновенной частоты могут давать неприемлемые результаты из-за колебаний амплитуды и фазы сигнала, а также в силу других причин, что особенно характерно для переходных режимов.

В настоящем исследовании реализована косвенная оценка мгновенной частоты по динамическому косинусу угла одной выборки сигнала.

Основу предлагаемого алгоритма коррекции амплитудной и фазовой погрешностей составляет выполнение следующих вычислительных операций [5]. С помощью косинусного ЦФ Фурье путем обработки входного сигнала  $x(t)$  формируются выборки одноименной ОС основной частоты

$$x_{cn} = \sum_{n=1}^N a_{cn} x_n, \quad (1)$$

где  $N$  – число выборок сигнала за период;  $n$  – номер выборки;  $a_{cn}$  – коэффициенты косинусного ЦФ.

Вычисляется динамический косинус угла одной выборки по трем последовательным значениям косинусной ОС ( $x_{c(n-2)}$ ,  $x_{c(n-1)}$ ,  $x_{cn}$ ) [7]

$$\cos(\omega \Delta t)_n = \frac{x_{cn} + x_{c(n-2)}}{2x_{c(n-1)}}. \quad (2)$$

Когда на текущем шаге  $n$  значение  $x_{c(n-1)}$  близко к нулю, о чем свидетельствует выполнение условия  $\frac{|x_{c(n-1)}|}{X_{m(n-1)*}} < x_{*\min}$ , где  $X_{m(n-1)*}$  – амплитуда сигнала на предыдущем шаге;  $x_{*\min}$  – относительное минимально допускаемое значение выборки сигнала, то  $\cos(\omega_n \Delta t)$  присваивается значение с предыдущего шага. Для отстройки от случайных воздействий и других возможных выбросов  $\cos(\omega_n \Delta t)$  ограничивается диапазоном, граничные значения которого соответствуют частотам 45 и 52 Гц. Если частота сигнала находится за пределами указанного диапазона, то коррекция амплитудной и фазовой погрешностей не производится.

Далее вычисляется динамический синус угла одной выборки

$$\sin(\omega_n \Delta t)_n = \sqrt{1 - \cos^2(\omega_n \Delta t)_n}. \quad (3)$$

По смежным выборкам косинусной ОС  $x_{c(n-1)}$  и  $x_{cn}$  с использованием динамических косинуса и синуса формируются расчетные выборки синусной ОС

$$x_{psn} = \frac{x_{c(n-1)} - x_{cn} \cos(\omega_n \Delta t)}{\sin(\omega_n \Delta t)}. \quad (4)$$

Независимая от изменений частоты амплитуда  $X_{mn}$  вычисляется по выборкам  $x_{cn}$  и  $x_{psn}$

$$X_{mn} = \sqrt{x_{psn}^2 + x_{cn}^2}. \quad (5)$$

Следует отметить, что выполнение вышеперечисленных операций обеспечивает коррекцию амплитудной погрешности при изменении частоты сигнала в заданном диапазоне с такими же показателями в частотной области, как и алгоритм, рассмотренный в [5].

Для коррекции фазовой погрешности сигнала дополнительно реализуются следующие операции. Вычисляется относительное значение частоты (по отношению к номинальной 50 Гц) по выражению

$$f_{*n} = \frac{10,3366 - 10 \cos(\omega_n \Delta t)}{0,67734}. \quad (6)$$

В основу (6) положено представление зависимости  $f_n(\cos \omega_n \Delta t)$  применительно к ЦФ Фурье с частотой дискретизации 1200 Гц в диапазоне частот 45–55 Гц уравнением прямой, что вполне обосновано и приемлемо.

Следует отметить, что в переходных режимах из-за влияния различных факторов  $f_{*n}$  может определяться с большими погрешностями. Это делает коррекцию фазовой погрешности в указанных режимах нецелесообразной, она исключается заданием  $f_{*n} = 1$ .

Режим входного сигнала фиксируется по значению так называемого корректирующего коэффициента, равного в установившемся режиме входного сигнала единице. Методика его определения подробно изложена в [8, 9].

Затем рассчитывается угол коррекции  $\Delta\varphi_n$  по приведенному ниже выражению, которое получено в результате аппроксимации представленной на рис. 1 зависимости

$$\Delta\varphi_n = \pi(1 - f_{*n}), \quad (7)$$

после чего вычисляются его синус  $S_n$  и косинус  $C_n$ :

$$S_n = \sin \Delta\varphi_n; \quad C_n = \cos \Delta\varphi_n. \quad (8)$$

На заключительном этапе коррекции формируются результирующие ОС с минимальными амплитудной и фазовой погрешностями:

$$\begin{aligned} y_{sn} &= x_{psn} C_n - x_{cn} S_n; \\ y_{cn} &= x_{cn} C_n + x_{psn} S_n. \end{aligned} \quad (9)$$

### Организация и проведение вычислительного эксперимента

Оценка эффективности предлагаемого метода формирования ОС входных сигналов с коррекцией амплитудной и фазовой погрешностей проводилась с использованием цифровой модели, реализованной в среде динамического моделирования MATLAB – Simulink [10].

В указанную структуру входят модели: источника входного сигнала, цифрового фильтра Фурье (ЦФФ), цифрового фильтра (ЦФ), определяющего амплитуду входного сигнала, цифрового фильтра с коррекцией амплитудной и фазовой погрешностей (ЦФК), а также библиотечные блоки Simulink, обеспечивающие визуализацию полученных результатов.

На рис. 2 приведена укрупненная структура модели. Она содержит семь подсистем, в каждой из которых выполняются рассмотренные выше операции, и состоит из стандартных блоков библиотеки MATLAB – Simulink. Выходные порты подсистем на рис. 2 имеют такие же обозначения сигналов, как в математических выражениях, используемых в настоящей работе.

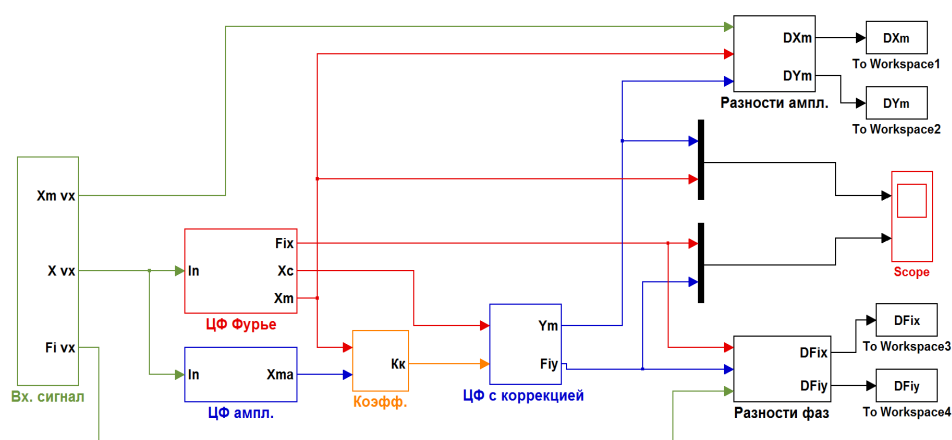


Рис. 2. Структура модели ЦФ с коррекцией амплитудной и фазовой погрешностей

Fig. 2. Structure of the DF model with correction of amplitude and phase errors

Тестовое воздействие на систему формируется в блоке «Вх. сигнал» и позволяет воспроизводить рабочий, аварийный и послеаварийный режимы в форме идеального синусоидального сигнала с возможностью изменения в каждом из перечисленных режимов амплитуд, фазовых сдвигов и частот. Входной сигнал одновременно является синусной ОС. Косинусная ОС получается из синусной ОС путем ее сдвига на  $90^\circ$ . По указанным ОС в соответствии с известными выражениями [12] вычисляются амплитуда  $X_{m\text{vx}}$  и фаза  $\varphi_{\text{vx}}$  входного сигнала. С этими информационными параметрами, принятыми в качестве идеальных, на различных этапах исследования сравниваются соответствующие параметры сигналов, формируемые цифровыми фильтрами [12].

В подсистеме «ЦФ Фурье» по выражению (1) определяются косинусная  $x_{cn}$  ОС, а также амплитуда  $X_m$  и фаза  $\varphi_x$  основной гармоники входного сигнала  $x_{\text{vx}}$ .

Амплитуда входного сигнала  $X_{ma}$  вычисляется в подсистеме «ЦФ ампл.» согласно [8].

В подсистеме «Кэфф.» по отношению амплитуд  $X_{ma}$  и  $X_m$ , полученных в предыдущих блоках, формируется текущее значение корректирующего

коэффициента  $k_k$ , необходимого для фиксации входного режима (в установившемся режиме  $k_k = 1$ , а в переходном  $k_k > 1$ ).

Предлагаемый ЦФК реализован на основе выражений (2)–(9) в подсистеме «ЦФ с коррекцией».

Результаты исследований в виде графиков в функции времени выводятся на осциллограф Scope. Для получения зависимостей  $y = f(x)$ , а также графиков в полярных координатах и некоторых других зависимостей в блоках «Разности амплитуд» и «Разности фаз» формируются соответствующие разности сигналов:

$$\Delta X_m = X_{m_{vx}} - X_m; \quad \Delta Y_m = X_{m_{vx}} - Y_m;$$

$$\Delta \varphi_x = \varphi_{vx} - \varphi_x; \quad \Delta \varphi_y = \varphi_{vx} - \varphi_y,$$

где  $X_{m_{vx}}$ ,  $X_m$ ,  $Y_m$  – соответственно амплитуда входного сигнала, амплитуда сигнала на выходе ЦФ Фурье и на выходе ЦФ с компенсацией;  $\varphi_{vx}$ ,  $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$  – фазы указанных сигналов.

Указанные разностные сигналы с помощью блоков To Workspace передаются в рабочую область MATLAB для дальнейшего использования [13].

### Результаты исследования

Все информационные параметры, полученные в результате моделирования разработанного ЦФК, сравнивались с аналогичными параметрами ЦФФ, принятого за эталонный. Выбор ЦФ Фурье в качестве эталона для сравнения обусловлен тем, что на его основе строится большинство измерительных органов, используемых в микропроцессорных системах автоматизации и релейной защиты. Необходимо отметить, что и предлагаемый в настоящей работе ЦФК также основан на использовании дискретного преобразования Фурье. Он отличается от эталонного улучшенными характеристиками только в режимах работы, сопровождающихся отклонением частоты от номинальной, а во всех остальных режимах ведет себя подобно ЦФФ.

На рис. 3 показаны в относительных единицах амплитуды сигналов на выходах ЦФФ  $X_m$  (кривая 2) и ЦФК  $Y_m$  (кривая 1) при синусоидальном входном воздействии. В нормальном режиме  $X_m = Y_m = 1$ . В момент времени  $t = 0,14$  с происходит короткое замыкание (КЗ) с амплитудой, в 10 раз превышающей амплитуду сигнала в нормальном режиме. При этом режим КЗ дополнительно сопровождается снижением частоты до 48 Гц. Переходный процесс КЗ длится 1 период, и по его завершении наступает установившийся режим КЗ. В этом режиме на выходе ЦФФ наблюдаются колебания с размахом 9,77–10,18 о. е. и частотой, близкой к удвоенной частоте контролируемого сигнала. У предлагаемого ЦФК колебания амплитуды отсутствуют и ее значение устанавливается на уровне 10,17 о. е., т. е. амплитудная погрешность составляет 1,7 %. В этой связи использова-

ние ЦФК для получения амплитуды сигнала при КЗ со снижением частоты представляет определенный практический интерес.

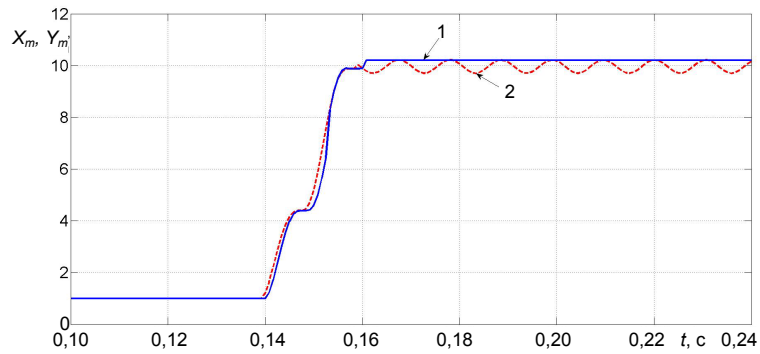


Рис. 3. Амплитуды выходных сигналов: 1 – цифрового фильтра с коррекцией; 2 – цифрового фильтра Фурье

Fig. 3. Amplitudes of output signals: 1 – of digital filter with correction; 2 – of digital Fourier filter

На рис. 4а и 4б представлены графики  $(\varphi_{vx}, \Delta X_m)$  и  $(\varphi_{vy}, \Delta Y_m)$  в полярной системе координат [14] для установившегося режима КЗ при снижении частоты до 48 Гц. Диапазон колебаний амплитуды у ЦФФ  $X_m = 9,77-10,18$  о. е., что по отношению к входному сигналу  $X_{mвх} = 10$  о. е. составляет  $\Delta X_m = 0,18-0,23$  о. е. На рис. 4а этому изменению отвечают траектории рабочей точки в форме «лепестков»: горизонтальная пара соответствует отрицательному относительному максимуму, а вертикальная пара – положительному. У ЦФК колебания амплитуды в переходном режиме отсутствуют, что представляется в полярных координатах окружностью (рис. 4б) радиусом  $\Delta Y_m = 0,17$  о. е.

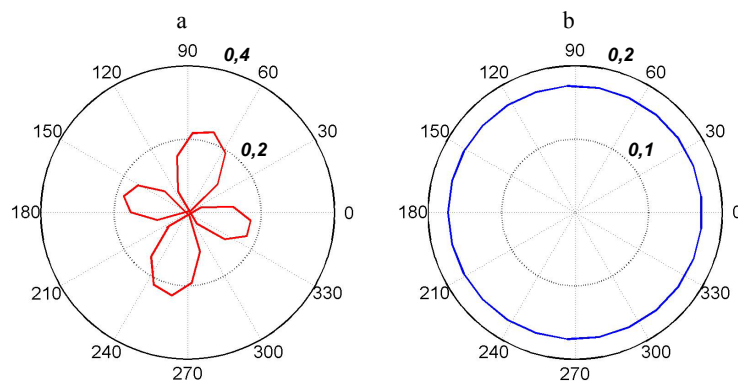


Рис. 4. Амплитудные погрешности: а – цифрового фильтра Фурье; б – цифрового фильтра с коррекцией амплитудной и фазовой погрешностей

Fig. 4. Amplitude errors: а – of digital Fourier filter; б – of digital filter with correction of amplitude and phase errors

На рис. 5 представлены изменения фаз сигналов во времени. В нормальном режиме фазы выходных сигналов ЦФК  $\varphi_y$  (кривая 1) и ЦФФ  $\varphi_x$



(кривая 2) совпадают и изменяются так же, как текущая фаза идеального входного сигнала  $\varphi_{\text{вх}}$  (кривая 3). В момент времени  $t = 0,14$  с возникает аварийный режим, который можно рассматривать как КЗ с падением частоты до 48 Гц. В первый период после КЗ фазы  $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$  существенно отличаются от фазы входного сигнала  $\varphi_{\text{вх}}$ , оставаясь близкими между собой по величине и форме. В установившемся режиме КЗ текущие фазы ЦФ изменяются по-разному – фаза ЦФК  $\varphi_y$  совпадает с фазой идеального сигнала, а фазы ЦФФ  $\varphi_x$  и идеального – отличаются.

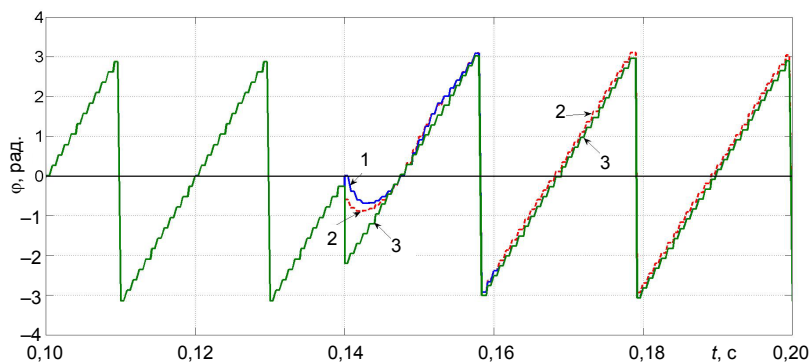


Рис. 5. Изменение фаз во времени: 1 – цифрового фильтра с коррекцией амплитудной и фазовой погрешностей –  $\varphi_y$ ; 2 – цифрового фильтра Фурье –  $\varphi_x$ ; 3 – идеальный входной сигнал –  $\varphi_{\text{вх}}$

Fig. 5. Phase time variation: 1 – of digital filter with correction of amplitude and phase errors –  $\varphi_y$ ; 2 – of digital Fourier filter –  $\varphi_x$ ; 3 – the ideal input signal –  $\varphi_{\text{вх}}$

Более наглядно указанные процессы представлены на рис. 6, где приведены в градусах изменения во времени разностей фаз  $\Delta\varphi_x$ ,  $\Delta\varphi_y$ , которые являются фазовыми погрешностями. Как и в предыдущих случаях, режим КЗ наступает в момент времени  $t = 0,14$  с. В промежутке времени  $0,140$ – $0,161$  с, что соответствует периоду входного сигнала с частотой 48 Гц, наблюдаются существенные колебания указанных разностей фаз, достигающих до  $60^\circ$ , при этом характер изменения сигналов практически одинаков. В дальнейшем фазы ЦФФ и ЦФК, а следовательно, и их фазовые погрешности изменяются по-разному:  $\Delta\varphi_x = 5,7$ – $8,2^\circ$  (кривая 2), а  $\Delta\varphi_y = 0$  (прямая 1), т. е. происходит полная компенсация фазовой погрешности.

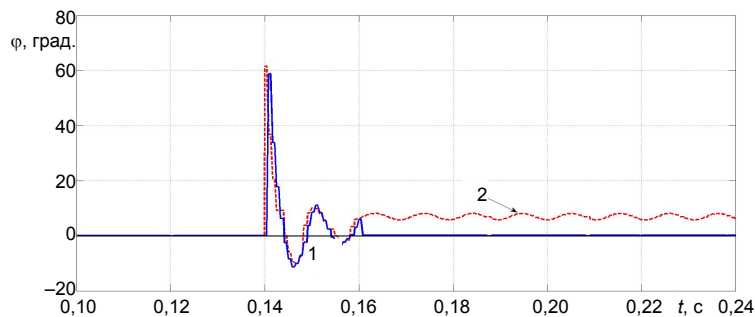


Рис. 6. Изменение во времени разностей фаз: 1 –  $\Delta\varphi_y$ ; 2 –  $\Delta\varphi_x$

Fig. 6. Time variation of phase differences: 1 –  $\Delta\varphi_y$ ; 2 –  $\Delta\varphi_x$

Комплексная оценка амплитудной и фазовой погрешностей ЦФФ  $\Delta\varphi_x = f(\Delta X_m)$  и ЦФК  $\Delta\varphi_y = f(\Delta Y_m)$  приведены на рис. 7.

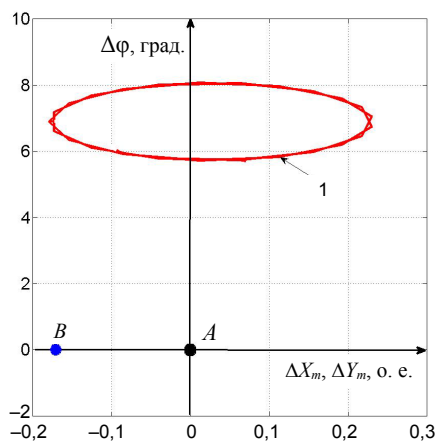


Рис. 7. Комплексная погрешность  $\Delta\varphi_x = f(\Delta X_m)$  и  $\Delta\varphi_y = f(\Delta Y_m)$

Fig. 7. Complex error  $\Delta\varphi_x = f(\Delta X_m)$  и  $\Delta\varphi_y = f(\Delta Y_m)$

Если КЗ характеризуется только увеличением амплитуды сигналов при номинальной частоте сети, то оба ЦФ ведут себя практически одинаково. Погрешности, как амплитудная, так и фазовая, в установившемся режиме у них отсутствуют и траектория движения рабочей точки у обоих ЦФ не выходит за пределы начала координат (точка  $A$ ).

Иное происходит в установившемся режиме КЗ, сопровождающемся снижением частоты до 48 Гц. Как указывалось выше, для ЦФФ амплитудная погрешность лежит в диапазоне 0,18–0,23 о. е., а фазовая погрешность изменяется от 5,7 до 8,2°. На рис. 7, где в качестве аргумента выступает амплитудная погрешность  $\Delta X_m$ , а в качестве функции — фазовая  $\Delta\varphi_x$ , комплексная погрешность ЦФФ в плоскости  $\Delta\varphi_x = f(\Delta X_m)$  представляется замкнутой фигурой (кривая 1).

У ЦФК фазовая погрешность отсутствует, и поэтому комплексная оценка содержит только амплитудную погрешность, которая вырождается в точку  $B$ , отстоящую от начала координат (точка  $A$ ) на расстояние  $\Delta Y_m = 0,17$  о. е.

## ВЫВОДЫ

1. Разработан функциональный алгоритм коррекции амплитудной и фазовой погрешностей сигналов для микропроцессорных систем автоматизации и релейной защиты.

2. Результаты выполненных исследований показали, что цифровой фильтр, выполненный на основе указанного алгоритма, позволяет практически полностью исключить проявление амплитудной и фазовой погрешностей в установившихся режимах в диапазоне изменения частоты 47–52 Гц.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Федосеев, А. М. Релейная защита электроэнергетических систем / А. М. Федосеев. М.: Энергоатомиздат, 1984. 520 с.
2. Шнейерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнейерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 594 с.
3. Фадке, А. Г. Компьютерная релейная защита в энергосистемах / А. Г. Фадке, Д. С. Торп; пер. с англ. под ред. Г. С. Нудельмана. 2-е изд. М.: Техносфера, 2019. 370 с.
4. Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем / П. Ф. Рибейро [и др.]. М.: Техносфера, 2020. 496 с.
5. Румянцев, Ю. В. Быстродействующий метод определения амплитуды сигнала в микропроцессорных системах автоматизации и управления при колебаниях частоты / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2024. Т. 67, № 1. С. 5–15. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2024-67-1-5-15>.
6. Снижение влияния изменений частоты на формирование ортогональных составляющих входных сигналов релейной защиты / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2020. Т. 63, № 1. С. 42–54. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54>.
7. Романюк, Ф. А. Способы формирования ортогональных составляющих входных сигналов для релейной защиты / Ф. А. Романюк, М. С. Ломан, В. С. Каченя // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2019. Т. 62, № 1. С. 5–14. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14>.
8. Совершенствование алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2021. Т. 64, № 2. С. 95–108. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-2-95-108>.
9. Методика повышения быстродействия измерительных органов микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2019. Т. 62, № 5. С. 403–412. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-5-403-412>.
10. Дзэбни, Дж. Simulink 4. Секреты мастерства / Дж. Дзэбни, Т. Харман; пер. с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2003. 403 с.
11. Фадке, А. Г. Синхронизированные векторные измерения и их применения / А. Г. Фадке, Д. С. Торп; пер. с англ. 2-е изд. М.: Техносфера, 2021. 320 с.
12. Испытания микропроцессорных токовых защит: теория, моделирование, практика / И. В. Новаш [и др.]. Минск: БНТУ, 2021. 168 с.
13. Бондаренко, В. Ф. MATLAB. Основы работы и программирования, компьютерная математика: учеб. курс / В. Ф. Бондаренко, В. Д. Дубовец. Минск: Харвест, 2010. 256 с.
14. Гилат, А. MATLAB. Теория и практика / А. Гилат; пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2016. 416 с.

Поступила 02.07.2024 Подписана в печать 09.09.2024 Опубликована онлайн 31.01.2025

## REFERENCES

1. Fedoseev A. M. (1984) *Relay Protection for Electrical Power Systems*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 520 (in Russian).
2. Schneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 549 (in Russian).
3. Phadke A. G., Thorp J. S. (2009) *Computer Relaying for Power Systems*. 2nd ed. Chichester, John Wiley & Sons, Ltd. 326. <https://doi.org/10.1002/9780470749722>.
4. Ribeiro P. F., Duque C. A., Silveira P. M. da, Cerqueira A. S. (eds.) (2014) *Power Systems Signal Processing for Smart Grids*. John Wiley & Sons, Ltd. 417. <https://doi.org/10.1002/9781118639283>.

5. Rumiantsev Yu. V., Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu. (2024) A Fast-Response Method for Determining the Amplitude of a Signal in Microprocessor Automation and Control Systems with Frequency Fluctuations. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 67 (1), 5–15. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2024-67-1-5-15> (in Russian).
6. Romaniuk E. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V., Dziaruhina A. A. (2020) Reducing the Impact of the Frequency Change on the Formation of Orthogonal Components of the Relay Protection Input Signals. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 63 (1), 42–54. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54> (in Russian).
7. Romaniuk F. A., Loman M. S., Kachenya V. S. (2019) Methods of Forming Orthogonal Components of Input Signals for Relay Protection. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 62 (1), 5–14. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14> (in Russian).
8. Romaniuk F. A., Rumiantsev Yu. V., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2021) Improvement of Algorithm for Formation of Orthogonal Components of Input Quantities in Microprocessor Protection. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 64 (2), 95–108. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-2-95-108> (in Russian).
9. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. A., Rumiantsev Yu. V. (2019) Technique of Performance Improvement of the Microprocessor-Based Protection Measuring Element. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 62 (5), 403–412. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-5-403-412> (in Russian).
10. Dabney J., Harman T. (2003) *Simulink 4. Mastering Secrets*. Moscow, BINOM Publ. 403 (in Russian).
11. Phadke A. G., Thorp J. S. (2017) *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. Power Electronics and Power Systems*. Second Ed. Springer. 285. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-50584-8>.
12. Novash I. V., Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V. (2021) *Testing of Microprocessor Current Protections: Theory, Modeling, Practice*. Minsk, BNTU. 168 (in Russian).
13. Bondarenko V. F., Dubovets V. D. (2010) *MATLAB. Fundamentals of Work and Programming, Computer Mathematics*. Minsk, Harvest Publ. 256 (in Russian).
14. Gilat A. (2011) *MATLAB. An Introduction with Applications*. 4<sup>th</sup> ed. Wiley. 418.