

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-4-289-300>

УДК 621.316.925

## Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в цифровых измерительных органах защит с коррекцией динамических погрешностей

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)

© Белорусский национальный технический университет, 2022  
Belarusian National Technical University, 2022

**Реферат.** Цифровые измерительные органы в микропроцессорных защитах электроустановок реализуются в основном с использованием ортогональных составляющих входных сигналов. Для формирования ортогональных составляющих в микропроцессорных защитах наиболее широко применяются цифровые фильтры Фурье, действие которых в переходных режимах всегда инерционно. Вследствие этого появляется динамическая погрешность, изменяющаяся с течением времени и полностью исчезающая при наступлении установившегося режима. Она состоит из амплитудной и фазовой погрешностей, которые могут существенно влиять на функционирование цифровых измерительных органов и создавать условия для их излишних срабатываний при внешних коротких замыканиях и замедления срабатывания при внутренних коротких замыканиях. Для компенсации динамической погрешности предлагается определять амплитуду и фазу сигнала основной гармоники по специально сформированным ортогональным составляющим. Разработан метод формирования ортогональных составляющих сигнала с коррекцией динамических амплитудной и фазовой погрешностей. Он основывается на использовании ортогональных составляющих цифрового фильтра Фурье с последующим определением по их выборкам итоговых ортогональных составляющих, которые совпадают с первыми в установившемся режиме и сдвинуты по фазе по отношению к последним в переходном режиме. По выборкам итоговых ортогональных составляющих в цифровом измерительном органе вычисляются амплитуда и фаза сигнала с минимальными динамическими фазовыми погрешностями. В среде динамического моделирования MATLAB-Simulink-SimPowerSystems реализована цифровая модель, в состав которой входят энергосистема, трехфазная группа трансформаторов тока, нагрузка, блок короткого замыкания, а также модель цифрового измерительного органа, реализованная на основе итоговых ортогональных составляющих. Проверка функционирования цифровой модели проводилась с использованием двух видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 50 Гц, а также сигнала, приближенного к реальному вторичному току трансформатора тока при коротком замыкании. Расчеты показали, что цифровые измерительные органы, выполненные на основе предложенной методики, позволили снизить относительные динамические амплитудную и фазовую погрешности в три-четыре раза по сравнению с измерительным органом Фурье, принятым за эталон.

**Ключевые слова:** микропроцессорная защита, цифровой измерительный орган, адаптивный цифровой измерительный орган, динамическая амплитудная погрешность, динамическая фазовая погрешность, ортогональные составляющие, цифровые фильтры Фурье, модель, тестовое воздействие, MATLAB-Simulink

**Для цитирования:** Романюк, Ф. А. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в цифровых измерительных органах защит с коррекцией динамических погрешностей / Ф. А. Романюк, Ю. В. Румянцев, В. Ю. Румянцев // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2022. Т. 65, № 4. С. 289–300. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-4-289-300>

---

### Адрес для переписки

Романюк Федор Алексеевич  
Белорусский национальный технический университет  
просп. Независимости, 65/2,  
220013, г. Минск, Республика Беларусь  
Тел.: +375 17 331-00-51  
faromanuk@bntu.by

### Address for correspondence

Romaniuk Fiodar A.  
Belarusian National Technical University  
65/2, Nezavisimosty Ave.,  
220013, Minsk, Republic of Belarus  
Tel.: +375 17 331-00-51  
faromanuk@bntu.by

---

## Formation of Orthogonal Components of Input Signals in Digital Measuring Protection Elements with Correction of Dynamic Errors

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.** Digital measuring elements in microprocessor protections of electrical installations are implemented mainly with the use of orthogonal components of input signals. To form orthogonal components in microprocessor protections, digital Fourier filters are most widely used, the action of which is always inertial in transient modes. As a result, a dynamic error appears, changing over time and completely disappearing when a steady-state regime occurs. The dynamic error consists of amplitude and phase errors, which can significantly affect the functioning of digital measuring elements and create conditions for their excessive triggering during external short circuits and deceleration of triggering during internal short circuits. Therefore, it is advisable to compensate for the dynamic error, for which it is proposed to determine the amplitude and phase of the fundamental harmonic signal by specially formed orthogonal components. The proposed method of forming orthogonal components of the signal with compensation of dynamic amplitude and phase errors is based on the use of orthogonal components of the digital Fourier filter, followed by the determination of their samples of the final orthogonal components that coincide with the orthogonal components of Fourier in steady-state mode and shifted in phase relative to the latter in transient mode. The amplitude and phase of the signal with minimal dynamic phase errors are calculated from the samples of the final orthogonal components in the digital measuring element. In the dynamic modeling environment of MATLAB-Simulink-SimPowerSystems, a digital model is implemented, which includes a power system, a three-phase group of current transformers, a load, a short-circuit block, as well as a model of a digital measuring element implemented on the basis of the final orthogonal components. The operation of the digital model was checked using two types of test effects, viz. a sinusoidal signal with a frequency of 50 Hz, and a signal close to the real secondary current of a short-circuit current transformer. As a result of the calculations, it was found that digital measuring elements made on the basis of the proposed methodology made it possible to reduce the relative dynamic amplitude and phase errors by three to four times, as compared with the Fourier measuring element taken as a reference.

**Keywords:** microprocessor protection, digital measuring element, adaptive digital measuring element, dynamic amplitude error, dynamic phase error, orthogonal components, digital Fourier filters, model, test influence, MATLAB-Simulink

**For citation:** Romaniuk F. A., Rumiantsev Yu. V., Rumiantsev V. Yu. (2022) Formation of Orthogonal Components of Input Signals in Digital Measuring Protection Elements with Correction of Dynamic Errors. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 65 (4), 289–300. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-4-289-300> (in Russian)

### Введение

В микропроцессорных защитах электроустановок цифровые измерительные органы (ЦИО) преимущественно реализуются на основе обработки ортогональных составляющих (ОС) входных сигналов [1]. Для формирования ОС в существующих защитах применяются главным образом цифровые фильтры (ЦФ) на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которые являются инерционными элементами. Вследствие этого в переходных режимах, обусловленных изменением амплитуды или теку-

щей фазы входного сигнала либо одновременно указанных параметров, в ОС появляется динамическая погрешность, изменяющаяся с течением времени и исчезающая вообще при наступлении установившегося режима. Она состоит из динамических амплитудной и фазовой погрешностей, которые могут оказывать влияние на поведение ЦИО, создавая возможность для излишних срабатываний при внешних коротких замыканиях (КЗ) и замедления срабатывания при внутренних КЗ.

Снижение влияния динамической погрешности на функционирование ЦИО микропроцессорных защит может быть достигнуто путем введения соответствующего запаздывания в срабатывание органа либо посредством коррекции указанной погрешности, что представляется более предпочтительным.

Коррекция динамической погрешности в рассматриваемой постановке предполагает реализацию операций, обеспечивающих уменьшение ее уровня и быстрое затухание в переходных режимах.

### Основная часть

Динамическая амплитудная погрешность сказывается, в первую очередь, на скорости определения амплитуды выделяемого цифровым фильтром контролируемого сигнала. Динамическая фазовая погрешность, рассчитываемая как разность фаз выходного и входного сигналов, существенно влияет на работоспособность ЦИО, контролирующих как амплитуду, так и фазу сигнала.

В основе построения формирователей ОС с коррекцией динамической погрешности лежит использование нерекурсивных ЦФ Фурье, которые выделяют косинусную  $x_{cn}$  и синусную  $x_{sn}$  ОС основной гармоники входного сигнала  $x_n$ , и выражений [2]:

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

$$x_{sn} = \sum_{n=1}^N a_{sn} x_n,$$

где  $a_{cn}$ ,  $a_{sn}$  – коэффициент соответственно косинусного и синусного ЦФ Фурье;  $N$  – число выборок входного сигнала в окне наблюдения;  $n$  – номер выборки входного сигнала в окне наблюдения.

Коррекция динамической амплитудной погрешности может быть реализована путем повышения быстродействия формирования ОС входного сигнала в переходных режимах. Для этого необходимо ОС  $x_{cn}$  и  $x_{sn}$  подвергнуть обработке усилительным элементом с нелинейным коэффициентом, который в дальнейшем будем называть корректирующим  $k_{rn}$ . В результате получим эквивалентные ОС  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$ :

$$x_{eqcn} = k_m x_{cn}; \quad (2)$$

$$x_{eqsn} = k_m x_{sn}.$$

Корректирующий коэффициент  $k_m$  определяется соотношением амплитуд входного сигнала  $X_{mnd}$ , вычисляемого как

$$X_{mnd} = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_n^2}, \quad (3)$$

и его основной гармоники  $X_{mn}$

$$X_{mn} = \sqrt{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}. \quad (4)$$

В результате выполненных исследований [3, 4] предлагается считать, что при возрастании входного сигнала  $k_m = \frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2}$ , при постоянном сигнале

$$k_m = 1, \text{ а при его снижении } k_m = \frac{X_{mn}^3}{X_{mnd}^3}.$$

Приведенные выше характерные изменения входного сигнала отражаются признаком  $n$ , численные значения которого задаются соответственно равными  $n = 1, n = 0, n = -1$ . Методика определения  $n$  представлена в [5].

С учетом изложенного общее выражение для  $k_m$  будет иметь вид

$$k_m = 0,5(|n| + n) \frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2} + 0,5(|n| - n) \frac{X_{mn}^3}{X_{mnd}^3} + 1 - |n|. \quad (5)$$

Следует отметить, что реализация перечисленных операций обеспечивает в переходных режимах коррекцию амплитудной погрешности, в результате чего с течением времени ее содержание в ОС  $x_{eqcn}, x_{eqsn}$  быстро снижается.

Коррекция динамической фазовой погрешности основана на использовании результирующих ортогональных составляющих, являющихся комбинацией ОС Фурье и полученных по ним расчетных ОС [6, 7]. При этом комбинации ОС должны обеспечивать совпадение по фазе и сдвиг ОС Фурье и расчетных ОС соответственно в установившемся и переходном режимах.

Расчетные ОС определяются по выборкам синусной  $x_{sn}, x_{s(n-1)}$  и косинусной  $x_{cn}, x_{c(n-1)}$  ОС Фурье согласно выражениям:

$$x_{cpn} = \frac{x_{sn} \cos \omega \Delta t - x_{s(n-1)}}{\sin \omega \Delta t}; \quad (6)$$

$$x_{spn} = \frac{x_{c(n-1)} - x_{cn} \cos \omega \Delta t}{\sin \omega \Delta t},$$

где  $\omega$  – угловая частота сигнала;  $\Delta t$  – шаг дискретизации сигнала.

Результирующие ОС  $x_{sm}$  и  $x_{cm}$  формируются по выражениям:

$$\begin{aligned} x_{sm} &= x_{sn} - l_1 (x_{sn} - x_{spn}); \\ x_{cm} &= x_{cn} - l_2 (x_{cn} - x_{cpn}), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $l_1, l_2$  – постоянный коэффициент, позволяющий изменять степень коррекции динамической фазовой погрешности.

Экспериментально установлено, что оптимальные значения  $l_1, l_2$  находятся соответственно в диапазонах 0,70–0,75 и 0,75–0,80.

Следует отметить, что реализация перечисленных операций позволяет в переходных режимах осуществлять коррекцию динамической фазовой погрешности так, чтобы в ОС  $x_{sm}, x_{cm}$  указанная погрешность была существенно снижена.

Принимая во внимание изложенное выше и используя соответствующие формулы для формирования итоговых ОС  $x_{cvm}, x_{svm}$  по выборкам  $x_{eqcn}, x_{eqsn}$  и  $x_{cm}, x_{sm}$ , получим:

$$\begin{aligned} x_{cvm} &= \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{cm}^2 + x_{sm}^2}} x_{cm}; \\ x_{svm} &= \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{cm}^2 + x_{sm}^2}} x_{sm}. \end{aligned} \quad (8)$$

В переходных режимах  $x_{cvm}, x_{svm}$  содержат минимальные динамические амплитудные и фазовые погрешности, а в установившихся режимах их значения совпадают с  $x_{cm}, x_{sm}$ .

## Моделирование

Проверка работоспособности предлагаемой методики определения ОС с коррекцией динамической погрешности проводилась с использованием модели, реализованной в среде динамического моделирования MATLAB-Simulink-SimPowerSystems [8, 9]. В структуру указанной модели входят энергосистема, трехфазная группа трансформаторов тока (ТТ), нагрузка, блок КЗ, а также модель ЦИО, реализованная на основе рассматриваемых ОС. Моделирование блоков и элементов цифровой структуры выполнено с применением методов и правил, использовавшихся в [10].

На рис. 1 приведена структура модели ЦИО с коррекцией динамических погрешностей. Модель содержит шесть подсистем (Subsystem), каждая из которых реализует одну или несколько из рассмотренных выше опе-

раций и состоит из стандартных блоков библиотеки MATLAB-Simulink. Входные и выходные порты подсистем имеют такие же обозначения, как и в выражениях (1)–(8).

В подсистеме «ЦФ Фурье» по выражениям (1), (4) определяются синусная  $x_{sn}$  и косинусная  $x_{cn}$  ОС сигнала основной гармоники  $x_n$ , а также его амплитуда  $X_{mn}$ . Корректирующий коэффициент  $k_{rn}$  рассчитывается в одноименной подсистеме по (5). В подсистемах «Эквивалентные ОС», «Расчетные ОС», «Результирующие ОС» вычисляются соответствующие ОС по выражениям (2), (6), (7).

По результатам расчета эквивалентных  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$  и расчетных  $x_{cpr}$ ,  $x_{spr}$  ОС в подпрограмме «Итоговые ОС» согласно выражению (8) формируются  $x_{crm}$ ,  $x_{srm}$ , поступающие в библиотечный блок *Cartesian to Polar*. В последнем определяются амплитуда  $X_{mvm}$  и фаза  $\varphi_{vm}$ , которые являются контролируемыми параметрами ЦИО с коррекцией динамических погрешностей.

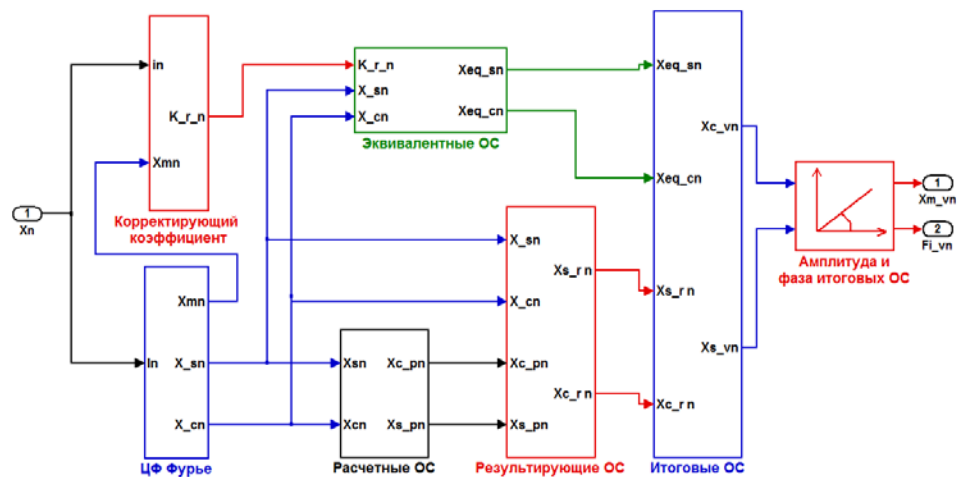


Рис. 1. Структура модели цифрового измерительного органа с коррекцией динамических погрешностей

Fig. 1. The structure of the digital measuring element model with correction of dynamic errors

## Результаты вычислительного эксперимента

Сопоставлялись два ЦИО, один из которых выполнен на основе предлагаемых итоговых ОС, второй – на основе использования ОС, определяемых ЦФ Фурье (контролируемые параметры – амплитуда  $X_m$  и фаза  $\varphi_f$  сигнала). Выбор ЦФ Фурье в качестве эталона для сравнения обусловлен тем, что он является негласным стандартом для формирования ОС, используемых в большинстве ЦИО. Поскольку динамическая погрешность компенсируется только в переходных режимах, а в установившихся оба ЦИО функци-

онируют по одному и тому же алгоритму ДПФ, то ЦИО с компенсацией динамических погрешностей, способный различным образом реагировать на изменения режимов работы энергосистемы, будем называть адаптивным [11], а орган на основе ОС Фурье – эталонным или ЦИО Фурье.

На рис. 2 представлены результаты функционирования указанных ЦИО при их включении на синусоидальное входное воздействие с частотой 50 Гц (рис. 2а, кривая 1). Вследствие скачкообразного увеличения в 10 раз в момент времени  $t = 0,1$  с амплитуды входного сигнала возникает переходный режим, который длится до  $t = 0,2$  с, а затем происходит резкое снижение сигнала до нулевого уровня. На том же рисунке (кривая 2) приведена идеальная характеристика изменения амплитуды входного сигнала, которую удобно использовать для оценки динамики ЦИО.

На рис. 2б показаны относительные динамические амплитудные погрешности  $\Delta X$  обеих моделей ЦИО, построенные в сравнении с идеальной амплитудной характеристикой. В момент времени  $t = 0,1$  с динамическая амплитудная погрешность адаптивного ЦИО (кривая 1) снижается за четверть периода основной частоты от максимального значения до 10 %, при том что у ЦИО Фурье (кривая 2) за аналогичный промежуток времени погрешность снижается лишь до 50 %. Аналогичные процессы наблюдаются и при отключении сигнала. Полное исчезновение динамической амплитудной погрешности происходит по истечении периода основной частоты. К этому моменту времени переходный процесс завершается, амплитуды  $X_v$  и  $X_m$  контролируемых сигналов совпадают с идеальной амплитудной характеристикой и дальнейшей компенсации погрешностей не требуется.

Результаты компенсации динамической фазовой погрешности приведены на рис. 2с. Кривая соответствует относительной фазовой погрешности  $\Delta\varphi$ , построенной по выражению

$$\Delta\varphi = \left( \frac{|\Delta\varphi_f - \Delta\varphi_v|}{|\Delta\varphi_f|} \right) \cdot 100 \%,$$

где  $\Delta\varphi_f$ ,  $\Delta\varphi_v$  – динамическая фазовая погрешность соответственно эталонного и адаптивного ЦИО.

Полная компенсация относительной фазовой погрешности у адаптивного ЦИО происходит при достижении кривой уровня 100 %. В установившемся режиме, когда фазовые погрешности обоих фильтров одинаковы ( $\Delta\varphi_f = \Delta\varphi_v$ ), компенсация отсутствует.

В переходных же режимах как при возрастании, так и при спаде входного сигнала на всем интервале наблюдения у адаптивного ЦИО, по сравнению с эталонным, происходит существенная, доходящая в некоторые моменты времени до 70–90 % компенсация динамической фазовой погрешности.

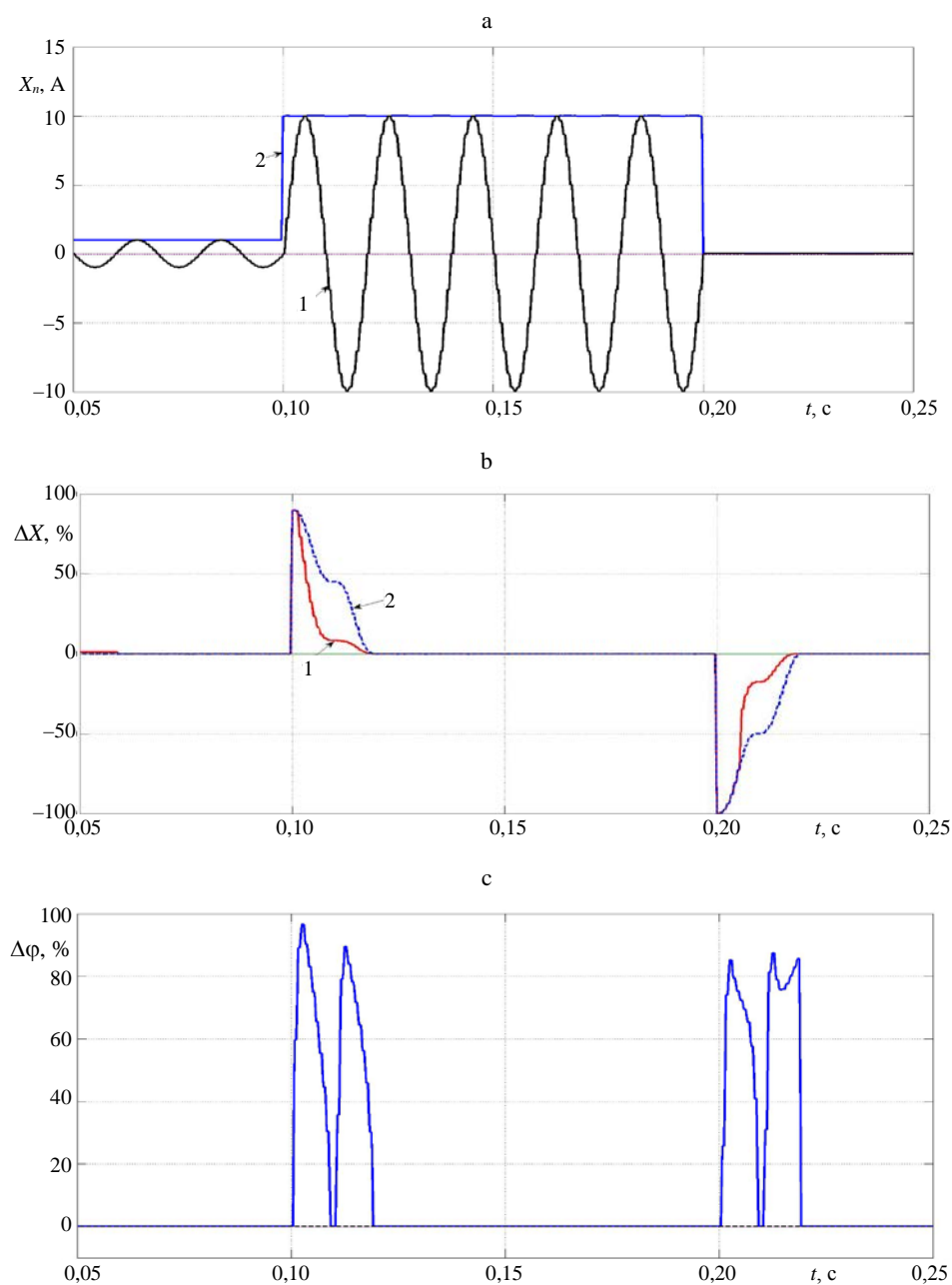


Рис. 2. Результаты функционирования цифровых измерительных органов при их включении на синусоидальный входной сигнал: а – входной сигнал: 1 – синусоидальный; 2 – идеальная амплитуда сигнала; б – относительная динамическая амплитудная погрешность цифрового измерительного органа: 1 – адаптивного; 2 – эталонного; в – относительная динамическая фазовая погрешность

Fig. 2. The results of the functioning of digital measuring elements when they are switched on to a sinusoidal input signal: а – input signal: 1 – sinusoidal one; 2 – ideal signal amplitude; б – relative dynamic amplitude error of the digital measuring element: 1 – of an adaptive one; 2 – of the reference one; в – relative dynamic phase error



На рис. 3 представлены результаты расчетов для тех же ЦИО, но с использованием воздействия, приближенного к реальному вторичному току ТТ, к которому подключены указанные ЦИО (сложное воздействие). В промежутке времени  $t = 0,0-0,1$  с моделируется доаварийный режим, когда вторичный ток ТТ синусоидален. В момент времени  $t = 0,1$  с происходит трехфазное КЗ – аварийный режим, и форма вторичного тока ТТ за счет насыщения его магнитопровода существенно искажается (рис. 3а). Степень насыщения магнитопровода зависит, в первую очередь, от времени затухания апериодической составляющей во входном сигнале. При этом время установления амплитуды основной гармоники входного сигнала на выходе ЦФ может составлять несколько периодов промышленной частоты, что делает невозможным сравнение такой переходной характеристики с идеальной, используемой при синусоидальном воздействии. Поэтому на рис. 3б представлен результат компенсации динамической амплитудной погрешности адаптивного ЦИО в сравнении с ЦИО Фурье, выраженный в процентах. Так, при КЗ в момент времени  $t = 0,1$  с адаптивный ЦИО на 70 % лучше (быстрее) компенсирует амплитудную погрешность, чем эталонный. В дальнейшем различия в компенсации погрешностей обоими ЦИО уменьшаются и становятся равными нулю при синусоидальном сигнале. Аналогичные процессы происходят и в послеаварийном режиме при  $t > 0,3$  с, но их продолжительность меньше, поскольку переходный процесс протекает уже при синусоидальном сигнале.

Сравнение динамических фазовых погрешностей у рассматриваемых ЦИО при сложном входном сигнале удобнее проводить с использованием интегральных оценок качества [12]. Последние являются интегралами по времени от модулей динамических фазовых погрешностей:

$$\Phi_f = \int_t^{t+\tau} |\Delta\varphi_f| dt;$$

$$\Phi_v = \int_t^{t+\tau} |\Delta\varphi_v| dt,$$

где  $\Phi_f$ ,  $\Phi_v$  – интегральная динамическая фазовая погрешность соответственно у ЦИО Фурье и адаптивного ЦИО;  $\tau$  – интервал интегрирования, принятый равным периоду основной частоты.

Интегральная относительная динамическая фазовая погрешность  $\Delta\Phi$ , приведенная на рис. 3с, определяется согласно выражению

$$\Delta\Phi = \left( \frac{\Phi_f - \Phi_v}{\Phi_f} \right) \cdot 100 \%.$$

Погрешность  $\Delta\Phi$  показывает, на сколько процентов лучше (если она положительна) компенсируется динамическая фазовая погрешность у адаптивного ЦИО в сравнении с ЦИО Фурье. Из рис. 3с видно, что в переходных режимах компенсация динамической фазовой погрешности у адаптивного ЦИО на 70–80 % эффективнее, чем у эталонного.

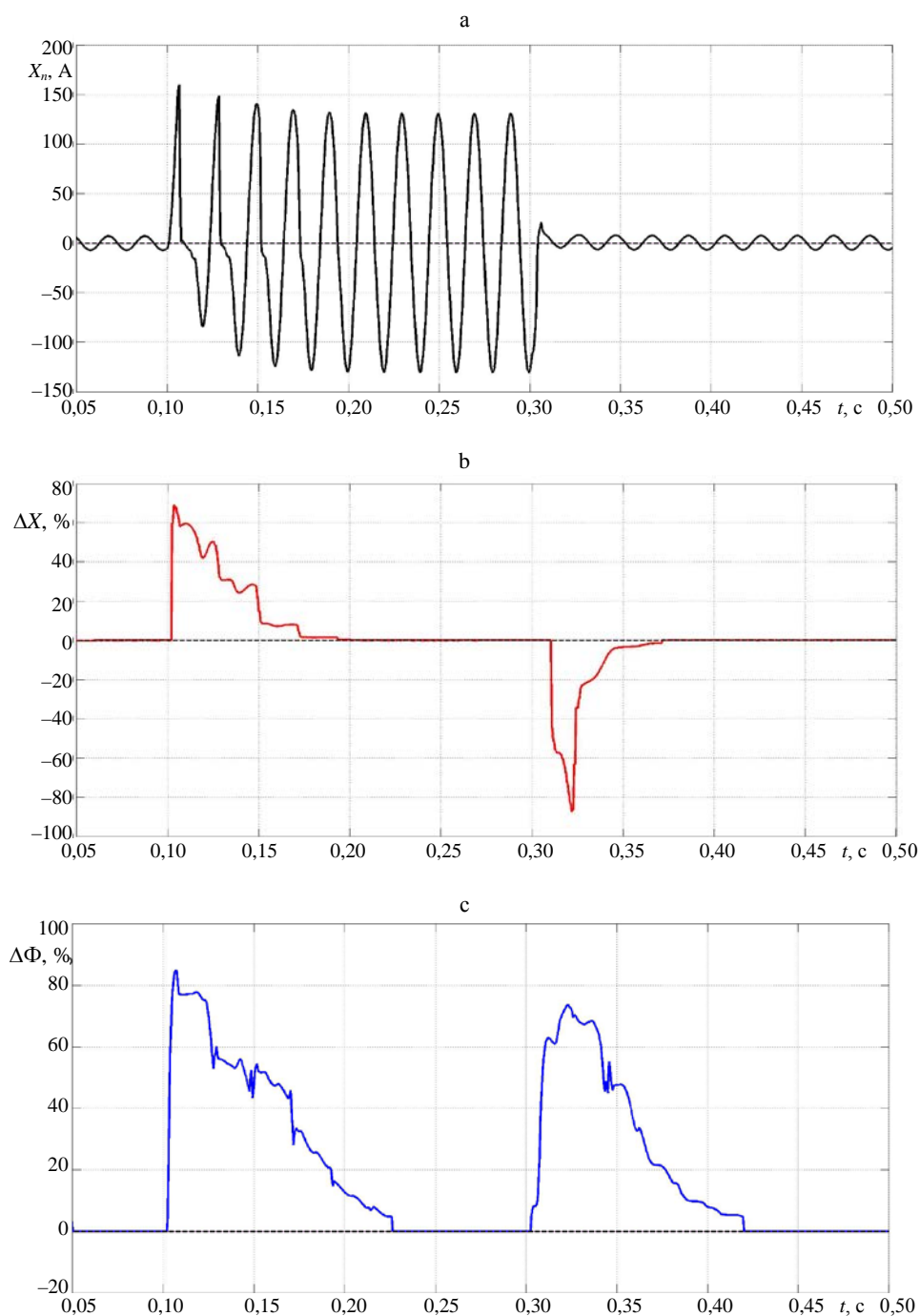


Рис. 3. Результаты функционирования цифровых измерительных органов при сложном входном воздействии: а – входной сигнал; б – относительная динамическая амплитудная погрешность; с – относительная динамическая фазовая погрешность

Fig. 3. The results of the operation of digital measuring elements when input effects are complex: а – input signal; б – relative dynamic amplitude error; с – relative dynamic phase error

## ВЫВОДЫ

1. Предложен метод формирования ортогональных составляющих с компенсацией динамических амплитудной и фазовой погрешностей, позволяющий цифровому измерительному органу, выполненному на их основе, функционировать в переходных режимах в три-четыре раза эффективнее, чем аналогичный измерительный орган на основе цифрового фильтра Фурье.

2. Реализованные на основе разработанного метода цифровые измерительные органы с компенсацией динамических погрешностей могут быть использованы в большинстве современных микропроцессорных защит с контролем одного или нескольких параметров.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнеерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 549 с.
2. Schweitzer III, E. O. Filtering for Protective Relays / E. O. Schweitzer III, D. Hou // WESCANEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE, 1993. P. 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.
3. 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>.
4. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2020. Т. 63, № 4. С. 328–339. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339>.
5. 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>.
6. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах с отстройкой от фазовых динамических погрешностей / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетическая стратегия. 2022. № 1. С. 32–34.
7. Компенсация динамической фазовой погрешности при формировании ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2022. Т. 65, № 3. С. 197–208. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-3-197-208>.
8. Дэбни, Дж. Simulink 4. Секреты мастерства / Дж. Дэбни, Т. Харман; пер. с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2003. 403 с.
9. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2011. 288 с.
10. Испытания микропроцессорных токовых защит: теория, моделирование, практика / И. В. Новаш [и др.]. Минск: БНТУ, 2021. 168 с.
11. Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем / Ф. Рибейро Пауло [и др.]. М.: Техносфера, 2020. 496 с.
12. Ерофеев, А. А. Теория автоматического управления / А. А. Ерофеев. СПб.: Политехника, 202. 302 с.

## REFERENCES

1. Schneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 549 (in Russian).
2. Schweitzer III E. O., Hou D. (1993) Filtering for Protective Relays. *IEEE WESCANEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Enviroment. Conference Proceedings*. IEEE, 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.
3. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V., 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).
4. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V., Kachenya V. S. (2020) Orthogonal Components Forming of the Microprocessor-Based 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 (4), 328–339. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339> (in Russian).
5. 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).
6. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Bulochik E. V., Rumiantsev Yu. V. (2022) Formation of Orthogonal Components of Input Signals in Microprocessor Protections with Detuning from Phase Dynamic Errors. *Energeticheskaya Strategiya [Power Strategy]*, (1), 32–34 (in Russian).
7. Romaniuk F. A., Rumiantsev Yu. V., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2022) Compensation of Dynamic Phase Error in the Formation of Orthogonal Components of Input Signals in Microprocessor Protections. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 65 (3), 197–208. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-3-197-208> (in Russian).
8. Dabney J., Harman T. (2003) *Mastering Simulink 4*. Moscow, BINOM. Laboratoriya Znanii Publ. 403 (in Russian).
9. Chernykh I. V. (2011) *Modeling of Electrical Devices in MATLAB, SimowerSystems and Simulink*. Moscow, DMK Press Publ.; Saint Petersburg, Piter Publ. 288 (in Russian).
10. 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).
11. Ribeiro Paulo F., Duke Karlos A., da Silveira Paulo M., Serkeira Augusto S. (2020) *Signal Processing in Intelligent Power Grid Networks*. Moscow, Tekhnosfera Publ. 496 (in Russian).
12. Erofeev A. A. (2008) *Automatic Control Theory*. Saint Petersburg, Politekhnik Publ. 302 (in Russian).