

# электроэнергетика

УДК 621.316.925

## СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ ВЕЛИЧИН В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТАХ ЛИНИЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Докт. техн. наук, проф. РОМАНИУК Ф. А., асп. ШЕВАЛДИН М. А.

*Белорусский национальный технический университет*

E-mail: faromanuk@bntu.by

## IMPROVEMENT OF ALGORITHM FOR FORMATION OF ORTHOGONAL COMPONENTS OF INPUT VALUES IN MICROPROCESSOR RELAY PROTECTION OF POWER LINES IN DISTRIBUTION NETWORKS

ROMANIUK F. A., SHEVALDIN M. A.

*Belarusian National Technical University*

Предложен новый алгоритм формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах линий распределительных сетей. Приведены результаты выполненного исследования, которые свидетельствуют о высокой эффективности предложенного алгоритма и принципиальной возможности его использования в микропроцессорных защитах линий распределительных сетей.

**Ключевые слова:** энергетика, микропроцессорная защита, ортогональные составляющие.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

The paper considers a new algorithm for formation of orthogonal components of input values in microprocessor relay protection of power lines in distribution networks. Results of the executed investigations have been given in the paper and they reveal high efficiency of the proposed algorithm and a principle possibility of its use in microprocessor relay protection of distribution networks.

**Keywords:** power engineering, microprocessor relay protection, orthogonal components.

Fig. 3. Ref.: 3 titles.

Наиболее массовыми микропроцессорными защитами линий распределительных сетей от коротких замыканий являются токовые и токовые направленные. Входными величинами в них выступают сигналы токов и напряжений защищаемой линии. Для вычисления ортогональных составляющих (ОС) указанных сигналов широко применяются алгоритм Фурье и его модификации. При интервале наблюдения за сигналом, не равным

периоду  $T_0$  его заданной частоты  $\omega_0$ , формирование ОС возможно с использованием алгоритма, основанного на элементах теории идентификации при упрощенном представлении входного сигнала с учетом его основных компонент [1]. Общие принципы построения таких формирователей изложены в [2].

Если на интервале наблюдения  $T$  за входным сигналом  $x(t)$  зафиксировано  $n$  отсчетов его мгновенных значений через шаг  $\Delta t$ , то, используя из этой совокупности  $m$  отсчетов ( $m \leq n$ ), разделенных друг от друга интервалом  $\Delta T$  ( $\Delta T/\Delta t$  – целое число), синусную  $x_{sm}$  и косинусную  $x_{cm}$  ОС указанного сигнала на конец интервала наблюдения можно определить по следующим выражениям [3]:

$$\begin{aligned} x_{sm} &= \sum_{i=1}^m a_i x_i; \\ x_{cm} &= \sum_{i=1}^m b_i x_i, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $a_i$  и  $b_i$  – постоянные.

Выражения (1) представляют собой формирователь ОС, который, в сущности, является парой цифровых фильтров. Коэффициенты фильтров  $a_i$ ,  $b_i$  определяются  $\omega_0$ ,  $m$ ,  $\Delta T$ . Для расчета  $a_i$ ,  $b_i$  при различных  $\omega_0$ ,  $m$ ,  $\Delta T$  разработана компьютерная программа, позволяющая находить численные значения коэффициентов для формирования ОС любой гармоники сигнала.

Основным достоинством формирователей ОС данного вида является возможность получения первых достоверных результатов в течение времени, не превышающего период заданной частоты входного сигнала. Их главный недостаток состоит в том, что при отклонении частоты от расчетного значения возникают колебания вычисленных по ОС величин амплитуды и фазы сигнала даже в установившемся режиме. Отмеченного недостатка не имеет алгоритм формирования ОС, суть которого описана далее.

С помощью одного и выражений (1) сформируем отсчеты сигнала основной гармоники, приняв его за синусную ОС, которая изменяется по закону

$$x_s(t) = X_{\max} \sin(\omega_0 t), \quad (2)$$

где  $X_{\max}$  – амплитуда сигнала.

Если зафиксировать три последовательных отсчета  $x_{s(m-2)}$ ,  $x_{s(m-1)}$ ,  $x_{sm}$  синусной ОС (2) через интервал  $\Delta T$ , то они связаны следующей системой соотношений:

$$\begin{aligned} x_{sm} &= X_{\max} \sin \varphi_m; \\ x_{s(m-1)} &= X_{\max} \sin(\varphi_m - \omega_0 \Delta T); \\ x_{s(m-2)} &= X_{\max} \sin(\varphi_m - 2\omega_0 \Delta T), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\varphi_m = \omega_0 t_m$ .

Решив (3), получим выражение для определения отсчета косинусной ОС  $x_{cm}$ , соответствующей синусной ОС  $x_{sm}$ , для момента времени  $t_m$

$$x_{cm} = \frac{x_{sm} \left| \frac{x_{s(m-2)} + x_{sm}}{2x_{s(m-1)}} \right| x_{s(m-1)}}{\sqrt{1 - \left( \frac{x_{s(m-2)} + x_{sm}}{2x_{s(m-1)}} \right)^2}}. \quad (4)$$

Следует отметить, что в условиях интенсивного переходного процесса при сложном входном сигнале на отдельных интервалах времени с помощью (4) не представляется возможным сформировать достоверное значение косинусной ОС. Появление такого режима может быть установлено путем контроля выхода за пределы заданного диапазона значения

$$\cos(\omega_0 \Delta T) = \frac{x_{s(m-2)} + x_{sm}}{2x_{s(m-1)}}. \quad (5)$$

В этой ситуации отсчет косинусной ОС определяется по упрощенному выражению с использованием двух последовательных отсчетов синусной ОС.

Проверку работоспособности и сравнительную оценку изложенных выше принципов выполнения формирователей ОС проводили методом вычислительного эксперимента. В основу реализации данного метода были положены математические модели двух видов формирователей ОС, включающие модели входных преобразователей, аналоговых фильтров нижних частот и цифровых фильтров. В дальнейшем формирователь ОС, использующий для выделения синусной и косинусной составляющих выражения (1), будем именовать ФОС-1, а при определении отсчетов мгновенных значений синусной составляющей только по одному из выражений (1) с последующим вычислением по ним отсчетов косинусной составляющей по выражению (4) – ФОС-2.

Методом вычислительного эксперимента исследованы частотные и динамические свойства ФОС-1 и ФОС-2 при их применении для формирования ОС основной гармонике сигнала для различных вариантов их исполнения, отличающихся значениями параметров  $n$ ,  $\Delta t$ ,  $m$ ,  $\Delta T$ :  $n = 24$ ,  $\Delta t = 0,85$  мс,  $m = 12$ ,  $\Delta T = 1,7$  мс;  $n = 28$ ,  $\Delta t = 0,75$  мс,  $m = 14$ ,  $\Delta T = 1,5$  мс;  $n = 32$ ,  $\Delta t = 0,65$  мс,  $m = 16$ ,  $\Delta T = 1,3$  мс.

Амплитудно-частотные (АЧХ) и переходные характеристики формирователей ОС ФОС-1 и ФОС-2 с указанными выше параметрами представлены на рис. 1, 2.

АЧХ ФОС-1 и ФОС-2  $H(f)$  построены по значениям синусной  $x_s(f)$  и косинусной  $x_c(f)$  ОС для установившихся режимов сигналов различных частот с использованием выражения

$$H(f) = \frac{1}{X_{\max}} \sqrt{x_s^2(f) + x_c^2(f)}. \quad (6)$$

Анализ приведенных на рис. 1 АЧХ формирователей ОС показывает, что ФОС-2 по сравнению с ФОС-1 имеют более высокую степень подавления высших гармоник в пределах каждого варианта их реализации. При этом увеличение количества используемых отсчетов  $m$  обеспечивает улучшение частотных свойств формирователя ОС.

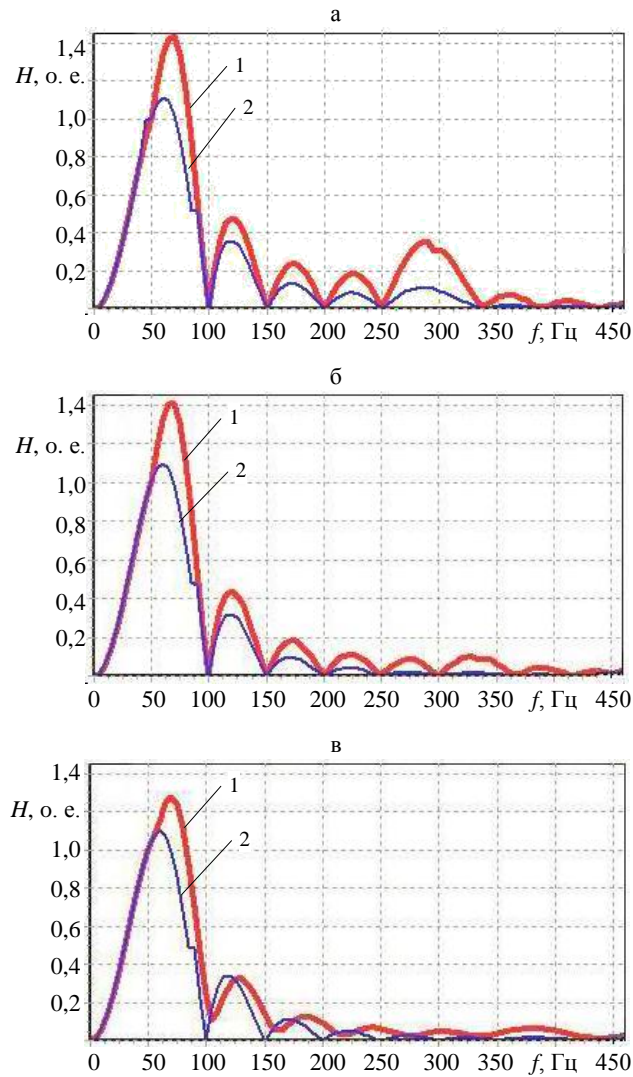


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики: 1 – ФОС-1; 2 – ФОС-2;  
 а –  $n = 24$ ,  $\Delta t = 0,85$  мс,  $m = 12$ ,  $\Delta T = 1,7$  мс; б –  $n = 28$ ,  $\Delta t = 0,75$  мс,  $m = 14$ ,  $\Delta T = 1,5$  мс;  
 в –  $n = 32$ ,  $\Delta t = 0,65$  мс,  $m = 16$ ,  $\Delta T = 1,3$  мс

Переходные характеристики ФОС-1 и ФОС-2  $h(t)$  построены по значениям синусной  $x_s(t)$  и косинусной  $x_c(t)$  ОС при включении формирователя на синусоидальный сигнал основной частоты с использованием выражения

$$h(t) = \frac{1}{X_{\max}} \sqrt{x_s^2(t) + x_c^2(t)}. \quad (7)$$

Из рис. 2 следует, что особенностью переходных характеристик ФОС-1 является наличие выбросов, которые в отдельные моменты времени на 10 % превышают установившееся значение выходной величины. С учетом этого их быстродействие, оцениваемое временем установления выходного сигнала, составляет порядка 30 мс. Переходные характеристики ФОС-2 имеют меньшую неравномерность по сравнению с аналогичными характеристиками ФОС-1. Быстродействие всех реализаций ФОС-2 находится

в диапазоне 19,55–20,25 мс. Следует отметить, что наиболее оптимальное сочетание частотных и динамических свойств для ФОС-2 получено для варианта его реализации с параметрами  $n = 28$ ,  $\Delta t = 0,75$  мс,  $m = 14$ ,  $\Delta T = 1,5$  мс.

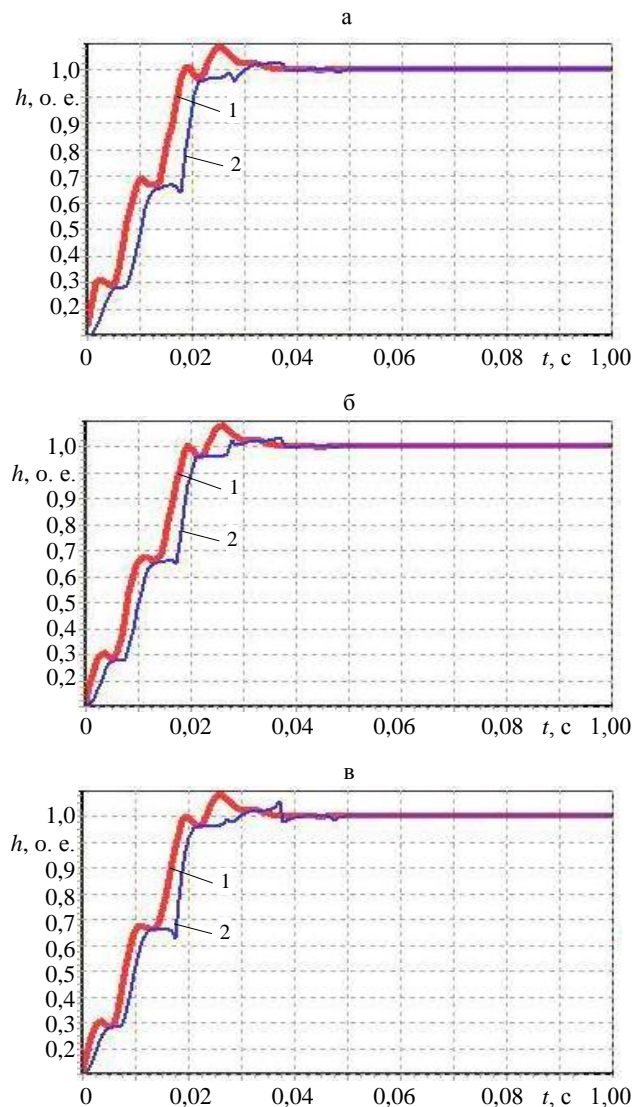


Рис. 2. Переходные характеристики: 1 – ФОС-1; 2 – ФОС-2; а, б, в – то же, что на рис. 1

Методом вычислительного эксперимента исследовано поведение ФОС-1 и ФОС-2 при их выполнении с одинаковыми параметрами, указанными выше, в режимах отклонения частоты от расчетного значения. Изменение амплитуды  $X_{\max}(t)$  сигнала в установившемся режиме при отклонении частоты от расчетного значения 50 Гц на  $\pm 2$  Гц представлено на рис. 3. Из анализа представленных на рисунке зависимостей следует, что при отклонении частоты от расчетного значения для ФОС-1 характерным является возникновение колебаний амплитуды сигнала в установившемся режиме, которые у ФОС-2 не наблюдаются. Так, при отклонении частоты

на  $\pm 2$  Гц колебания амплитуды сигнала по абсолютному значению для ФОС-1 могут достигать 4 %. Появление указанных колебаний накладывает дополнительные ограничения на выбор коэффициентов возврата измерительных органов микропроцессорных защит, что может явиться сдерживающим фактором в обеспечении их высокой чувствительности.

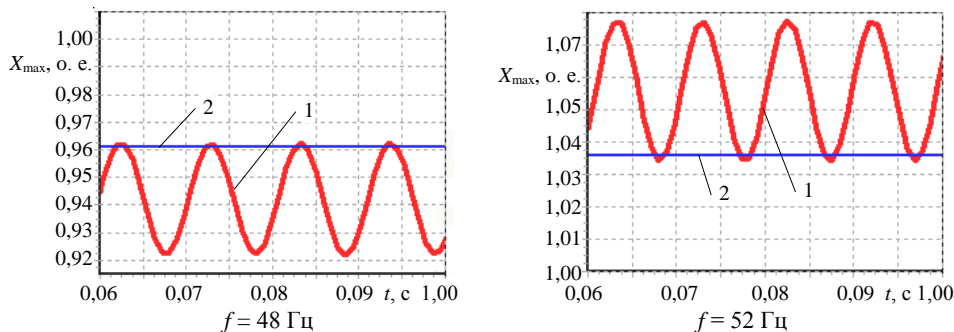


Рис. 3. Изменение амплитуды сигнала при отклонении частоты от расчетного значения: 1 – ФОС-1; 2 – ФОС-2

Следует отметить, что колебания текущих значений фазы сигнала для ФОС-1 при отклонении частоты на  $\pm 2$  Гц не превышают  $1^\circ$ . Формирователи ОС ФОС-2 относительно фазовых сдвигов являются частотно-независимыми.

## ВЫВОДЫ

1. Предложенный алгоритм формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах линий распределительных сетей обладает высокими частотными свойствами и является частотно-независимым относительно колебаний амплитуды сигнала и фазовых сдвигов.

2. Результаты выполненных исследований свидетельствуют о высокой эффективности предложенного алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин и принципиальной возможности его использования в микропроцессорных защитах линий распределительных сетей.

## ЛИТЕРАТУРА

1. S a s h e d e v, M. S. A new algorithm for digital impedance relays / M. S. Sashedev, M. A. Varibeau // IEEE Trans. on PAS. – 1979. – Vol. 98, № 6.
2. Р о м а н ю к, Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок: учеб. пособие / Ф. А. Романюк. – Минск: Технопринт, 2001. – 133 с.
3. Р о м а н ю к, Ф. А. Принципы выполнения гибких формирователей ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах электроустановок / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, К. Ф. Романюк // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2012. – № 6. – С. 5–10.

## REFERENCES

1. S a s h e d e v, M. S. A new algorithm for digital impedance relays / M. S. Sashedev, M. A. Varibeau // IEEE Trans. on PAS. – 1979. – Vol. 98, № 6.

2. R o m a n i u k, F. A. Dataware of Microprocessor Relay Protection of Electric Installations: Manual / F. A. Romaniuk. – Minsk: Tekhnoprint, 2001. – 133 p.

3. R o m a n i u k, F. A. Principles of Fulfillment of Flexible Formers of Orthogonal Input Value Components in Micro-Processing Protection of Power Plants / F. A. Romaniuk, V. Yu. Rumjansev, K. F. Romaniuk // Energetika – Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations. – 2012. – No 6. – P. 5–10.

Представлена кафедрой  
электрических станций

Поступила 02.12.2013

УДК 621.34

## **ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ШИМ-УПРАВЛЕНИЕМ**

**Канд. техн. наук, доц. БЕЛЯЕВ В. П.**

*Белорусский государственный технологический университет*

E-mail: bksisa@rambler.ru

## **A.C. ELECTRIC DRIVE WITH PULSE-WIDTH MODULATION CONTROL**

**BELYAEV V. P.**

*Belarusian National Technical University*

Предложен оригинальный способ широтно-импульсной модуляции напряжения переменного тока. Способ улучшает гармонический состав напряжения. Приведены результаты апробации способа ШИМ-управления асинхронным электроприводом на разработанной модели в среде MathCad.

**Ключевые слова:** электропривод, широтно-импульсная модуляция, переменный ток.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

The paper proposes an original method for pulse-width modulation (PWM) of A.C. voltage. The method makes it possible to improve harmonic composition of the voltage. The paper presents results of approbation of the method for PWM-control of an asynchronous electric drive using the developed model in the environment of MathCad.

**Keywords:** electric drive, pulse-width modulation, a.c. current.

Fig. 7. Ref.: 4 titles.

В силу технико-экономических причин современные электроприводы в большинстве своем создаются на базе асинхронного короткозамкнутого электродвигателя, который проще по конструкции, дешевле, имеет меньшие капитальные и эксплуатационные затраты. Успехи технологии полупроводниковой силовой техники позволили создать модульные полупроводниковые преобразователи на значительные мощности, реализующие разнообразные теоретические разработки регулируемого электропривода переменного тока. Основным способом получения качественных пусковых, регулировочных и тормозных свойств регулируемого электропривода переменного тока, сопоставимых с аналогичными свойствами регулируемого