

УДК 621.316.925

## ФОРМИРОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТАХ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Докт. техн. наук, проф. РОМАНЮК Ф. А.,  
асп. ГУРЬЯНЧИК О. А.

*Белорусский национальный технический университет*

Рассматривается получение ортогональных составляющих посредством цифровых адаптивных формирователей с предварительной аналоговой фильтрацией, а также исследуются их частотные и динамические свойства.

Микропроцессорные защиты электроустановок функционируют на основе обработки входной информации. В качестве таковой используются входные сигналы токов и напряжений, представленные амплитудой и фазой или эквивалентными им ортогональными составляющими. Ортогональные составляющие в микропроцессорных защитах удобнее всего формировать в цифровом виде с помощью соответствующих формирователей [1]. Такие адаптивные формирователи ортогональных составляющих (ФОС) должны обеспечивать независимость амплитуд сигналов и углов сдвига фаз между ними от изменений промышленной частоты. Они должны обладать соответствующими частотными и динамическими свойствами, обеспечивая при этом четкое выделение сигнала основной частоты и высокое быстродействие.

При формировании ортогональных составляющих в микропроцессорных защитах электроустановок входной сигнал подвергается предварительной обработке посредством аналогового фильтра нижних частот (ФНЧ), ослабляющего высшие гармоники, и только после этого цифровой фильтрации выделяющего основную гармонику входного сигнала [1, 2].

Построение цифровых фильтров (ЦФ) осуществляется с помощью метода, основанного на модели входного сигнала, содержащего помимо основной гармоники апериодическую составляющую, затухающую во времени по экспоненциальному закону, и высшие гармоники:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_a e^{-t/\tau} + \sum_{m=1}^M U_m \sin(m\omega_0 t + \varphi_m), \quad (1)$$

где  $U_a$  – амплитуда аperiodической составляющей;  $\tau$  – постоянная времени затухания аperiodической составляющей;  $M$  – порядок наивысшей гармоники, содержащейся во входном сигнале;  $U_m$  – амплитуда  $m$ -й гармоники;  $\omega_0$  – основная угловая частота;  $\varphi_m$  – начальная фаза  $m$ -й гармоники.

После обработки данного сигнала (1) фильтром нижних частот, учитывая, что фильтр нижних частот полностью пропускает аperiodическую составляющую и задерживает высшие гармоники с порядком  $n > N$ , получим:

$$u(t) = U_a e^{-t/\tau} + \sum_{m=1}^N U_m \sin \psi_{mr} \quad (2)$$

где  $\psi_m = m\omega_0 t + \varphi_m$  – текущая фаза  $m$ -й гармоники.

Использование выражения (2) в качестве модели входного сигнала затрудняет решение задачи синтеза цифрового фильтра. Поэтому, приняв во внимание факт конечного времени наблюдения защитой за сигналами, которое составляет около одного периода промышленной частоты, становится возможным аппроксимировать аperiodическую составляющую на интервале наблюдения отрезком прямой. Тогда модуль разности ее смежных дискретных значений является величиной постоянной, которую будем называть  $\Delta U_a$  [1]. Поэтому, если на некотором интервале наблюдения зафиксировано  $n$  отсчетов мгновенных значений сигнала (2) через шаг  $\Delta t$ , с учетом сказанного выше эти значения будут связаны системой:

$$\begin{aligned} u_n &= U_{an} + \sum_{m=1}^N U_{mn} \sin \psi_{mn}; \\ u_{n-1} &= U_{an} + \Delta U_a + \sum_{m=1}^N U_{mn} \sin(\psi_{mn} - m\omega_0 \Delta t); \\ u_{n-2} &= U_{an} + 2\Delta U_a + \sum_{m=1}^N U_{mn} \sin(\psi_{mn} - 2m\omega_0 \Delta t); \\ &\dots\dots\dots \\ u_1 &= U_{an} + (n-1)\Delta U_a + \sum_{m=1}^N U_{mn} \sin(\psi_{mn} - (n-1)m\omega_0 \Delta t), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $U_{an}$  – значение аperiodической составляющей в конце интервала наблюдения.

Решением системы (3) является выражение

$$u_n = \sum_{i=1}^n (a_i \cup b_i) u_i, \quad (4)$$

где  $a_i, b_i$  – постоянные коэффициенты;  $u_i$  –  $i$ -й отсчет основной гармоники сигнала.

Выражение (4) описывает цифровой фильтр, выделяющий основную гармонику из сигнала  $u(t)$  с граничной частотой спектра  $f_{гр}$ . Частота  $f_{гр}$  спектра сигнала, который может быть однозначно обработан этими фильт-

рами, определяется количеством мгновенных отсчетов значений  $n$  на интервале наблюдения. Постоянные  $a_i, b_i$ , называемые коэффициентами цифрового фильтра, зависят от  $\omega_0, n$  и  $\Delta t$ . Цифровые фильтры (4) с этими коэффициентами на конец интервала наблюдения приводят к алгоритму Фурье и подавляют постоянную составляющую и все гармоники с частотами, не превышающими  $f_{гр}$ . Гармоники, превышающие  $f_{гр}$ , подавляются аналоговыми ФНЧ.

В ходе проведения вычислительного эксперимента [2] были выбраны оптимальные параметры ФНЧ и цифровых фильтров с числом отсчетов мгновенных значений  $n = 10$  и  $12$ , которые приведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Параметры ФНЧ и ЦФ

Количество отсчетов $n$	Шаг дискретизации $\Delta t, c$	Частота среза ФНЧ $f_{ср}, Гц$
10	0,00222	120
	0,0025	120
12	0,00181	125
	0,002	125

Оптимизированные фильтры использованы для построения рассматриваемых ниже формирователей.

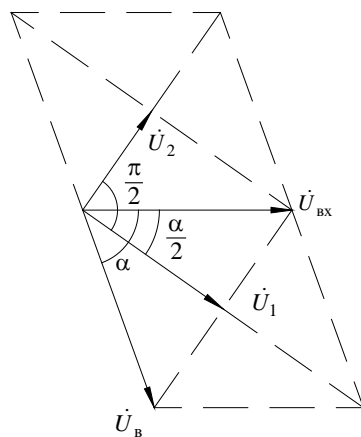


Рис. 1. Векторная диаграмма формируемых сигналов

Адаптивные формирователи ортогональных составляющих – это частотно-независимые формирователи. В основе выполнения таких формирователей лежат следующие теоретические предпосылки [1, 3]. Имея синусоидальный сигнал  $u_{вх} = U_m \sin(\omega t)$ , полученный на выходе цифрового фильтра, путем фазового сдвига без изменения амплитуды в произвольную сторону на угол  $\alpha$  получают вспомогательный сигнал  $\dot{U}_в$  (рис. 1). Угол  $\alpha$  выбирается в промежутке  $0 < |\alpha| \leq 90^\circ$ . Этот выбор обусловлен тем, что при значениях угла, близких к нулю, обеспечивается максимальное

быстродействие формирования вспомогательного сигнала, но при  $|\alpha| = 90^\circ$  наблюдается наиболее высокая точность получения дополнительных сигналов. Из полученного вспомогательного  $\dot{U}_в$  и исходного синусоидального сигналов на выходе цифрового фильтра  $\dot{U}_{вх}$ , векторы которых образуют ромб, формируют первый  $\dot{U}_1$  и второй  $\dot{U}_2$  дополнительные сигналы как их полусумму и полуразность соответственно, всегда совпадающие с диагоналями данного ромба, так как исходные вектора не зависят от частоты. В дальнейшем по двум смежным зафиксированным мгновенным значениям дополнительных сигналов получают отсчеты мгновенных значений ортогональных составляющих входного синусоидального сигнала:

Таблица 2

## Коэффициенты цифровых фильтров

Количество отсчетов $n$	Шаг дискретизации $\Delta t$ , с	Коэффициент	Номер отсчета $i$											
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
10	0,00222	$a_i$	0,111	0,170	0,039	-0,111	-0,209	-0,209	-0,111	0,038	0,170	0,111		
		$b_i$	0,305	-0,143	-0,217	-0,193	-0,076	0,076	0,193	0,219	0,143	-0,305		
	0,0025	$a_i$	0,125	0,177	0,0	-0,177	-0,025	-0,177	0,0	0,177	0,125	0,0		
		$b_i$	0,125	0,0	-0,250	-0,177	0,0	0,177	0,250	0,177	-0,125	-0,177		
12	0,00181	$a_i$	0,091	0,153	0,076	-0,026	-0,119	-0,175	-0,175	-0,119	-0,026	0,076	0,153	0,091
		$b_i$	0,310	-0,098	-0,165	-0,180	-0,137	-0,051	0,051	0,137	0,180	0,165	0,098	-0,310
	0,002	$a_i$	0,100	0,162	0,062	-0,062	-0,162	-0,200	-0,162	-0,062	0,062	0,162	0,100	0,0
		$b_i$	0,238	-0,048	-0,190	-0,190	-0,118	0,0	0,118	0,190	0,190	0,118	-0,238	-0,069

$$u_{s(n)} = u_{1(n)} + u_{2(n)}; \quad (5)$$

$$u_{c(n)} = \frac{u_{2(n)} \left( \left| u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 \right| \right) - u_{1(n)} \left( \left| u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2 \right| \right)}{\left[ \left( u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2 \right) \left( u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 \right) \right]^{1/2}}. \quad (6)$$

Необходимо отметить, что в действительности отсчеты мгновенных значений выходного сигнала ЦФ являются отсчетами синусной ортогональной составляющей  $u_{s(n)} = u_n$ . В результате этого достаточно сформировать только отсчеты мгновенных значений косинусной ортогональной составляющей по (6).

Рассмотренный метод получения отсчетов мгновенных значений ортогональных составляющих обеспечивает независимость амплитуды ортогональных составляющих и угла фазового сдвига между ними от частоты входного сигнала. В действительности же при использовании данного метода на практике можно уверенно говорить только о независимости угла фазового сдвига между ортогональными составляющими, поскольку получаемая результирующая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ЦФ далека от идеальной [2] и определяется АЧХ ФНЧ и ЦФ.

Частотные и динамические свойства формирователей ортогональных составляющих можно оценить, проведя анализ их амплитудно-частотных и переходных характеристик, полученных методом вычислительного эксперимента. Преимущество этого метода заключается в возможности учета влияния реальных параметров элементов и прочих факторов на характеристики.

На рис. 2 даны АЧХ, а на рис. 3 – фазочастотные характеристики (ФЧХ) частотно-независимых ФОС. Особенностью данных характеристик является полное совпадение АЧХ для синусной и косинусной ортогональных составляющих. Несложно заметить, что полученные АЧХ представляют собой характеристики соответствующих частотных фильтров, рассмотренных в [2]. Показанные ФЧХ рассматриваемых формирователей в диапазоне изменения частоты от 45 до 55 Гц – линейные.

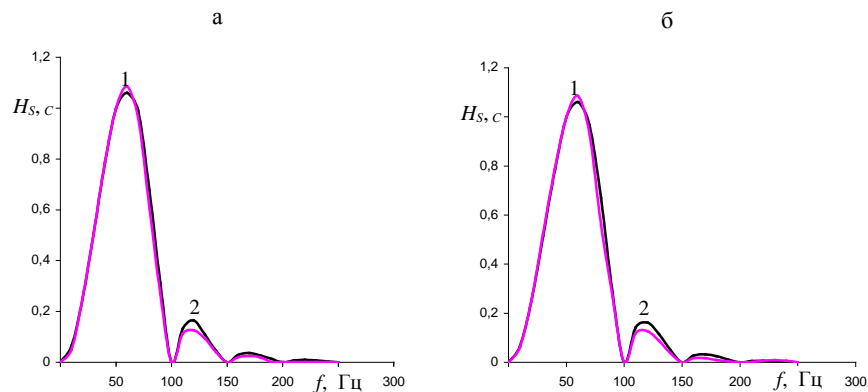


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики частотно-независимых ФОС:  
а –  $1 - n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222$  с;  $f_{cp} = 120$  Гц;  $2 - 12$ ;  $0,00181$  с;  $125$  Гц;  
б –  $1 - n = 10$ ;  $\Delta t = 0,0025$  с;  $f_{cp} = 120$  Гц;  $2 - 12$ ;  $0,002$  с;  $125$  Гц

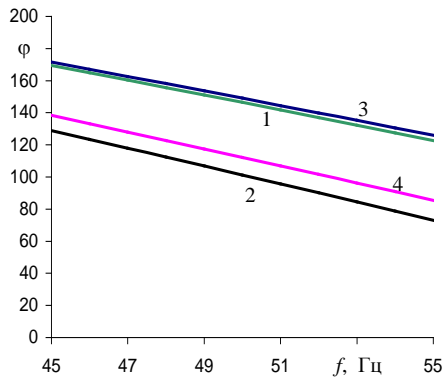


Рис. 3. Фазочастотные характеристики частотно-независимых ФОС: 1 –  $n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222$  с;  $f_{cp} = 120$  Гц; 2 –  $10$ ;  $0,0025$  с;  $120$  Гц; 3 –  $12$ ;  $0,00181$  с;  $125$  Гц; 4 –  $12$ ;  $0,002$  с;  $125$  Гц

На рис. 4 представлены переходные характеристики ФОС, позволяющие оценить динамические свойства формирователей, такие как длительность наступления установившегося режима. Их анализ свидетельствует о том, что наименьшее время наступления установившегося режима у ФОС номер 3, далее следует ФОС номер 1, затем – ФОС номер 4 и самое большое время у ФОС номер 2.

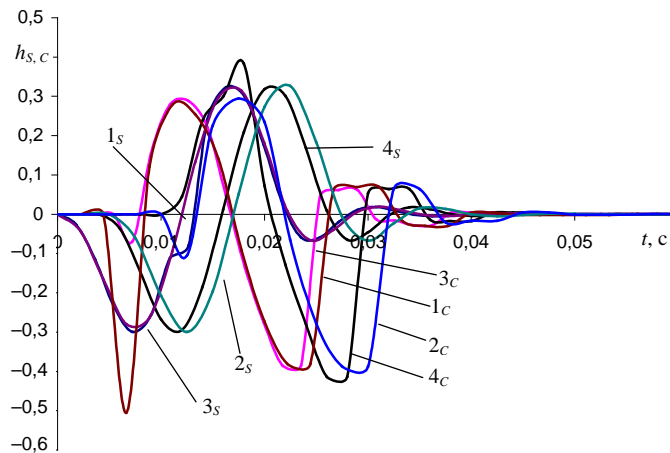


Рис. 4. Переходные характеристики частотно-независимых ФОС: 1 –  $n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222$  с;  $f_{cp} = 120$  Гц; 2 –  $10$ ;  $0,0025$  с;  $120$  Гц; 3 –  $12$ ;  $0,00181$  с;  $125$  Гц; 4 –  $12$ ;  $0,002$  с;  $125$  Гц (индексы у цифр указывают ортогональную составляющую)

Для частотно-независимых ФОС характерно возникновение интенсивного переходного процесса при подаче входного сигнала, поэтому на отдельных интервалах времени невозможно определить цифровой отсчет косинусной ортогональной составляющей.

Еще одной немаловажной характеристикой ФОС является изменение амплитуды и фазы сигнала, получаемого по ортогональным составляющим, при подаче на вход синусоидального сигнала с фазой в момент включения  $90^\circ$ . Данные характеристики приведены на рис. 5.

Сравнительный анализ полученных зависимостей свидетельствует о том, что установление фазы сигнала происходит быстрее, чем амплитуды, у всех ФОС. Данное свойство можно использовать в защитах, где контро-

лируемой величиной являются фазовые сдвиги. Проведя оценку рассматриваемых формирователей ортогональных составляющих по времени установления амплитуды выходного сигнала, получаем, что быстродействие ФОС номер 1 составляет 0,022 с, ФОС номер 2 – 0,028 с, ФОС номер 3 – 0,021 с, быстродействие ФОС номер 4 – 0,026 с.

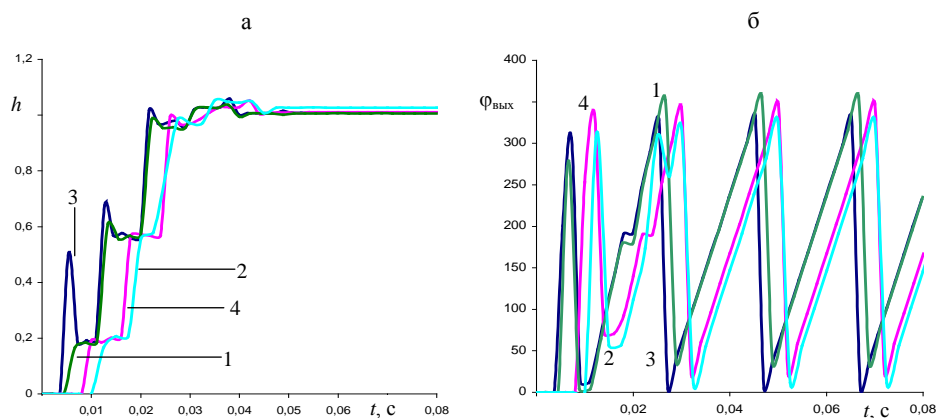


Рис. 5. Реакция ФОС на синусоидальный входной сигнал: а – изменение амплитуды; б – фазы выходного сигнала; 1 –  $n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222$  с;  $f_{\text{ср}} = 120$  Гц; 2 – 10; 0,0025 с; 120 Гц; 3 – 12; 0,00181 с; 125 Гц; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц

Следует добавить, что во всех формирователях ортогональных составляющих обеспечивается приемлемый характер переходного процесса. Это положительно сказывается на устойчивом функционировании защиты.

## ВЫВОД

В ходе проведения вычислительного эксперимента были исследованы адаптивные формирователи ортогональных составляющих на базе ранее рассмотренных цифровых фильтров [2]. Установлено, что данные адаптивные формирователи ортогональных составляющих обеспечивают независимость углов сдвига фаз между сигналами от изменений промышленной частоты, обладают хорошими частотными и динамическими свойствами.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок: Учеб. пособие / Ф. А. Романюк. – Минск.: УП «Технопринт», 2001. – 133 с.
2. Романюк, Ф. А. Цифровые фильтры для микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк, О. А. Гурьянчик, А. В. Ковалевский // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2005. – № 5. – С. 17–21.
3. Романюк, Ф. А. Адаптивные формирователи ортогональных составляющих сигналов для микропроцессорных защит / Ф. А. Романюк, А. В. Рождественский // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2004. – № 5. – С. 5–15.

Представлена кафедрой  
электрических станций

Поступила 5.05.2006