

УДК 621.316.925

## ФОРМИРОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЕ

Янович А. Л., Ермола Д. С., Бобрик Е. В.  
Руководитель Булойчик Е. В.

Микропроцессорные токовые защиты применяются в радиальных распределительных сетях с одним источником питания для защиты линий от междуфазных коротких замыканий (КЗ). Входными сигналами таких защит являются токи линии, которые могут быть представлены эквивалентными ортогональными составляющими (ОС).

Получение ОС в микропроцессорных защитах возможно в аналоговом, цифровом или смешанном аналого-цифровом видах с помощью соответствующих формирователей. Однако использование аналоговых формирователей оказывается недостаточно эффективным, так как усложняет аналоговую часть защиты, не исключая при этом фазочастотные погрешности в диапазоне изменений промышленной частоты, поэтому предпочтительно использование цифровых методов формирования ортогональных составляющих.

Одним из такого рода методов, получивших широкое распространение, является алгоритм Фурье, обладающий существенным недостатком: правильное формирование ОС может быть обеспечено лишь при интервале наблюдения за входными величинами, равном периоду  $T_0$  сигнала основной частоты  $\omega_0$ , то есть при использовании  $N = T_0/\Delta t$  отсчетов входного сигнала, где  $\Delta t$  – шаг дискретизации.

При использовании числа отсчетов сигнала  $n < N$ , что соответствует временному интервалу, меньшему  $T_0$ , обеспечивается возможность повышения быстродействия измерительных органов микропроцессорной защиты, а при  $n > N$ , что соответствует интервалу измерения, большему  $T_0$ , – повышение точности определения контролируемых ими параметров электрических величин. В связи с этим целесообразно построение и применение формирователей ортогональных составляющих (ФОС), обеспечивающих достоверное определение параметров входных величин основной частоты  $\omega_0$  при интервале наблюдения, отличном от  $T_0$ .

В основу построения такого рода формирователей ОС положен метод, основанный на модели входного сигнала, учитывающей его основные компоненты. Будем считать, что входная величина кроме составляющей основной частоты содержит апериодическую составляющую и высшие гармоники. При этом она описывается уравнением следующего вида:

$$u(t) = U_a \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^M U_m \cdot \sin \psi_m \quad (1)$$

где  $U_a$  – амплитуда апериодической составляющей;

$\tau$  – постоянная времени затухания апериодической составляющей;

$M$  – порядок наивысшей гармоники, содержащейся во входном сигнале;

$U_m$  – амплитуда  $m$ -й гармоники;

$\psi_m$  – текущая фаза  $m$ -й гармоники.

Если на интервале наблюдения за входной величиной (1) зафиксировано  $n$  отсчетов ее мгновенных значений через шаг  $\Delta t$ , то они связаны следующей системой соотношений [1]:

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

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

$\Delta U_a$  – разность смежных дискретных значений аperiodической составляющей при ее аппроксимировании на интервале наблюдения отрезком прямой;

$n$  – количество отсчетов входной величины на интервале наблюдения.

Решение системы уравнений (2) относительно синусной  $u_{sn} = U_{1n} \sin \psi_{1n}$  и косинусной  $u_{cn} = U_{1n} \cos \psi_{1n}$  ортогональных составляющих основной частоты, относящихся к концу интервала наблюдения, может быть представлено в виде:

$$u_{sn} = \sum_{i=1}^n a_i u_i, \quad u_{cn} = \sum_{i=1}^n b_i u_i
 \tag{3}$$

где  $a_i, b_i$  – постоянные коэффициенты;

Выражения (3) описывают пару ЦФ с четным числом отсчетов  $n$ , обеспечивающих формирование ОС основной гармонике из входного сигнала с граничной частотой спектра  $f_{гр}$ . Частота  $f_{гр} = 25(n-2)$  спектра сигнала определяется количеством отсчетов мгновенных значений ( $n \geq 4$ ) на интервале наблюдения.

Постоянные  $a_i, b_i$  называются коэффициентами цифрового фильтра и зависят от  $n, \Delta t$  и  $\omega_0$ . В виду того, что существует множество комбинаций коэффициентов ФОС, то при их выборе следует учитывать дополнительные требования, определяющие свойства фильтра, главным образом частотные и динамические, которые определяются частотой среза  $f_{ср}$  фильтра низких частот,  $n$  и  $\Delta t$ . Для получения качественных частотных и переходных характеристик формирователей необходимо обеспечить выполнение следующего требования:  $|a_i| < 1; |b_i| < 1; i = 1..n$ . Синусный и косинусный формирователи ОС обеспечивают полное подавление постоянной составляющей при условии:

$$\sum_{i=1}^n a_i = 0, \quad \sum_{i=1}^n b_i = 0$$

При цифровой обработке сигналов целесообразно искать компромисс между скоростью и точностью работы фильтров. Чем выше частота дискретизации или количество отсчетов на интервале наблюдения, тем меньше будет искажение исходного сигнала. С другой стороны, чем больше  $n$ , тем больше времени будет затрачиваться на обработку входной информации. Для определения параметров входных величин использовалось  $n = 10, n = 12$ , отсчетов мгновенных значений сигнала на интервале наблюдения. При этом для увеличения быстродействия использовались ФОС с количеством коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$  равным  $n = 10, n = 12$  с шагом дискретизации  $\Delta t = 0,00222$  и  $\Delta t = 0,0025$ . Численные значения коэффициентов приведены в таблице 1.

Ниже представлены амплитудно-частотные (АЧХ) и переходные характеристики формирователей ОС, полученные методом вычислительного эксперимента. В основу реализации этого метода положены математические модели формирователей, включающие модели входных преобразователей, аналоговых фильтров нижних частот и цифровых фильтров с указанными выше параметрами.

Таблица 1 – Коэффициенты цифровых фильтров

Кол-во отсчетов $n$	Шаг дискретизации $\Delta t, c$	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	-0,250	-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

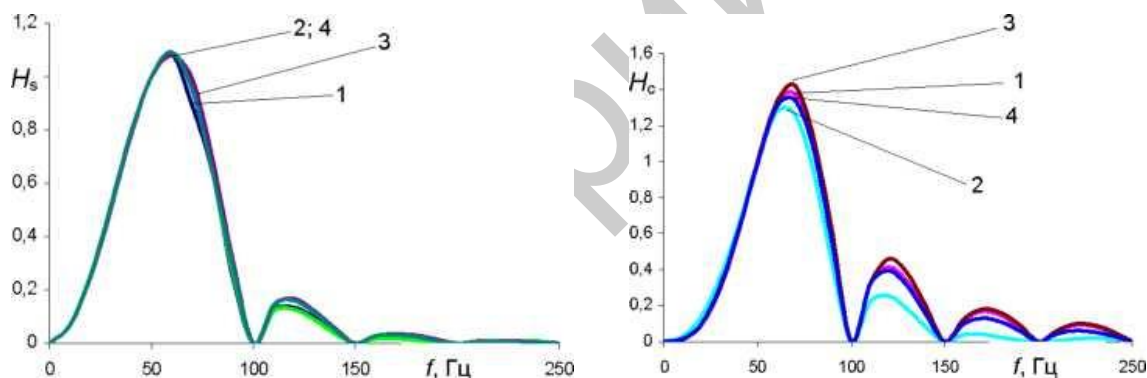


Рис. 1 – Амплитудно-частотные характеристики формирователей ОС.

1 –  $n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222 c$ ;  $f_{cp} = 120 Гц$ ; 2 –  $10$ ;  $0,0025$ ;  $120$ ; 3 –  $12$ ;  $0,00181$ ;  $125$ ; 4 –  $12$ ;  $0,002 c$ ;  $125 Гц$

Анализ полученных АЧХ указывает на достаточную избирательность ФОС. Такой фильтр хорошо подавляет как низкочастотные составляющие, так и высшие гармоники, причем АЧХ сохраняет нули на гармониках кратных основной.

Приведенные на рис. 2 а) переходные характеристики представляют собой реакцию ФОС на воздействие единичной функции  $u(t) = 1(t)$  и характеризуют их динамические свойства. Их анализ показывает, что быстродействие фильтра для 1, 2, 3 и 4 составляет соответственно порядка 1,33; 1,625; 1,36 и 1,5 периода основной частоты.

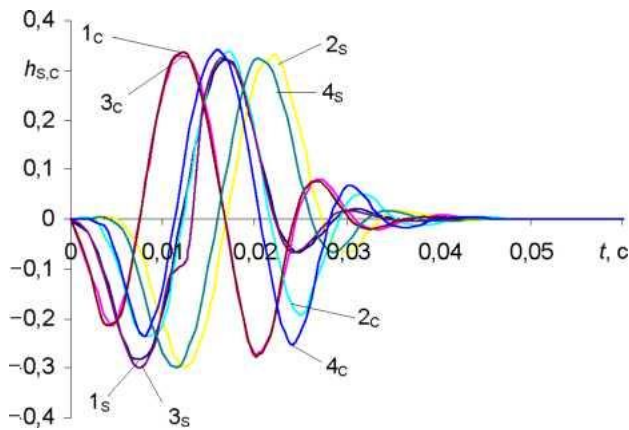


Рис. 2 – Переходные характеристики формирователей ортогональных составляющих.

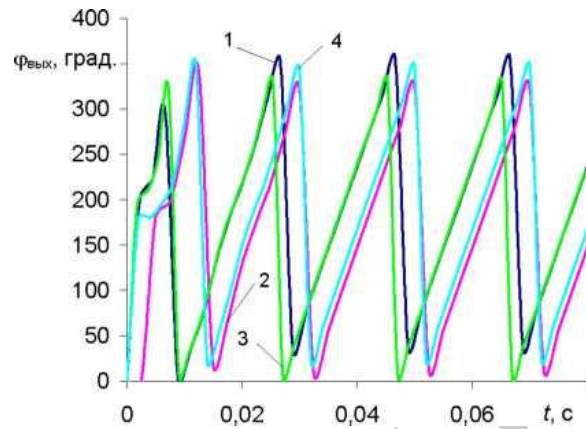


Рис. 3 – Реакция ФОС на синусоидальный входной сигнал.

Как видно из рис. 3, установление фазы сигнала происходит быстрее, чем амплитуды. Это позволяет выполнять органы направления мощности в токовых направленных защитах более быстродействующими, чем органы тока.

Предложенные для микропроцессорных токовых защит линий формирователи ортогональных составляющих входных величин имеют приемлемые частотные и динамические свойства, а также характер переходного процесса.

Наиболее оптимальное сочетание частотных, динамических и других свойств обеспечивается в формирователях при  $n = 10$ ;  $\Delta t = 0,00222$  с;  $f_{cp} = 120$  Гц и  $n = 12$ ;  $\Delta t = 0,00181$  с;  $f_{cp} = 125$  Гц.

#### 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. Формирование ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных токовых защитах линий распределительных сетей / Ф. А. Романюк, О. А. Гурьянчик // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2009. – № 6. – С. 5–11.