

УДК 621.316.925

ФОРМИРОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ ВЕЛИЧИН В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ТОКОВЫХ ЗАЩИТАХ ЛИНИЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

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

Белорусский национальный технический университет

Основной функцией микропроцессорной токовой защиты является отключение линии распределительной сети по критерию увеличения протекающего по ней тока. В общем случае действие такой защиты зависит как от значения тока короткого замыкания (КЗ), так и от длительности его протекания. Входными величинами в указанной защите являются токи линии.

Использование критерия увеличения тока при КЗ позволяет в большинстве случаев решить проблемы обеспечения селективности и чувствительности защиты в радиальных сетях. Однако даже в простейших сетях с двусторонним питанием обеспечить селективность путем использования только критерия превышения током наперед заданных значений не представляется возможным. Для решения этой проблемы микропроцессорные токовые защиты выполняются направленными и таким образом, чтобы они срабатывали при достижении током пороговых значений и протекании мощности КЗ в защищаемом направлении. Входными величинами в защите такого исполнения являются токи и напряжения линии.

В микропроцессорных токовых защитах линий для формирования ортогональных составляющих (ОС) указанных величин наиболее широко применяется алгоритм Фурье. Его основным недостатком является возможность неправильного формирования ортогональных составляющих при интервале наблюдения за входными величинами, не равном периоду T_0 сигнала основной частоты ω_0 . Это означает, что правильное формирование ОС может быть обеспечено лишь при использовании N отсчетов входного сигнала $N = \frac{T_0}{\Delta t}$, где Δt – шаг дискретизации.

При интервале наблюдения за входными величинами, меньшем либо большем T_0 , формирование ОС на основе алгоритма Фурье осуществляется неверно.

В связи с этим возникает вопрос о построении формирователей ОС, обеспечивающих достоверное определение параметров входных величин основной частоты ω_0 при интервале наблюдения, отличном от T_0 . При использовании числа отсчетов сигнала $n < N$, что соответствует временно-му 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.

Построение формирователей ОС такого вида возможно при упрощенном моделировании входной величины, учитывающем ее основные компоненты. Будем считать, что входная величина кроме составляющей основной частоты содержит аperiodическую составляющую и высшие гармоники. При этом она описывается выражением следующего вида:

$$u(t) = U_a \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + \sum_{m=1}^M U_m \sin \psi_m, \quad (1)$$

где U_a – амплитуда аperiodической составляющей; τ – постоянная времени затухания аperiodической составляющей; M – порядок наивысшей гармоники, содержащейся во входной величине; U_m – амплитуда m -й гармоники; ψ_m – текущая фаза m -й гармоники.

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

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

где U_{an} – значение аperiodической составляющей в конце интервала наблюдения; ΔU_a – разность смежных дискретных значений аperiodической составляющей при ее аппроксимировании на интервале наблюдения отрезком прямой; n – количество отсчетов входной величины на интервале наблюдения.

В выражениях (2) в число неизвестных входят синусная $u_{sn} = U_{1n} \sin \psi_{1n}$ и косинусная $u_{cn} = U_{1n} \cos \psi_{1n}$ ортогональные составляющие основной частоты сигнала $u(t)$, относящиеся к концу интервала наблюдения.

Решение (2) относительно u_{sn} и u_{cn} может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_{sn} &= \sum_{i=1}^n a_i u_i; \\ u_{cn} &= \sum_{i=1}^n b_i u_i, \end{aligned} \quad (3)$$

где a_i, b_i – постоянные.

Выражения (3) являются формирователями ОС и представляют собой пару цифровых фильтров. Они обеспечивают формирование ОС основной гармоники из входной величины с граничной частотой спектра $f_{гр}$. Указанные формирователи относятся к фильтрам с четным числом отсчетов, а их граничная частота $f_{гр}$ определяется как

$$f_{гр} = 25(N - 2), \quad (4)$$

где N – четное число не меньше четырех.

Постоянные a_i, b_i в (3), называемые коэффициентами фильтров, зависят от ω_0, n и Δt .

Существует практически бесконечное число комбинаций коэффициентов формирователей ОС, удовлетворяющих изложенным выше условиям. Поэтому для выбора конкретного варианта формирователя целесообразно выдвинуть дополнительные требования, определяющие его свойства, главным образом частотные и динамические.

В микропроцессорных токовых защитах линий распределительных сетей целесообразно использование формирователей ОС при небольшом числе коэффициентов. Это обусловлено, прежде всего, требованием быстрого действия, которое может быть достигнуто лишь при использовании сравнительно небольшого числа отсчетов входного сигнала.

Первые результаты формирования ОС должны быть получены в течение времени, измеряемого периодом промышленной частоты T_0 .

Для получения качественных частотных и переходных характеристик формирователей необходимо обеспечить выполнение следующего условия по их коэффициентам:

$$|a_i| < 1; |b_i| < 1, \quad i = 1, \dots, n.$$

Синусный и косинусный формирователи ОС обеспечивают полное подавление постоянной составляющей при условии, что сумма коэффициентов каждого из них равна нулю.

С учетом изложенного выше и использованием методики синтеза формирователей ОС этого типа [1] рассчитаны коэффициенты a_i, b_i оптимальных фильтров, численные значения которых приведены в табл. 1.

Ниже представлены амплитудно-частотные (АЧХ), фазочастотные (ФЧХ) 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 (ФНЧ) и цифровых фильтров указанными выше параметрами.

Следует отметить, что основные свойства формирователей ОС определяются частотой среза $f_{ср}$ и типом ФНЧ, а также n и Δt , с которыми реализуется цифровой фильтр.

Таблица 1

Коэффициенты цифровых фильтров

Количество отсчетов n	Шаг дискретизации Δt , 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

На рис. 1 приведены АЧХ формирователей для синусной $H_s(f)$ и косинусной $H_c(f)$ ортогональных составляющих.

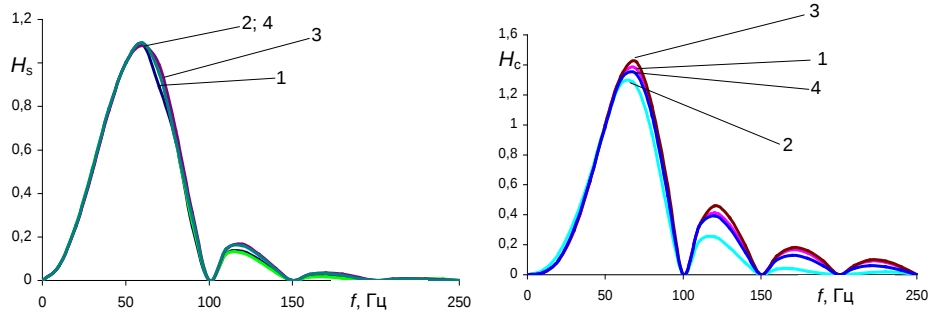


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики формирователей ОС: 1 – $n = 10$; $\Delta t = 0,00222$ с; $f_{cp} = 120$ Гц; 2 – 10; 0,0025; 120; 3 – 12; 0,00181; 125; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц

Их анализ позволяет говорить о примерно одинаковых фильтрующих свойствах всех рассматриваемых реализаций формирователей.

Представленные на рис. 2 ФЧХ формирователей свидетельствуют об их линейности в диапазоне частот 45–55 Гц. Указанное свойство является актуальным при использовании данных формирователей в направленных токовых защитах.

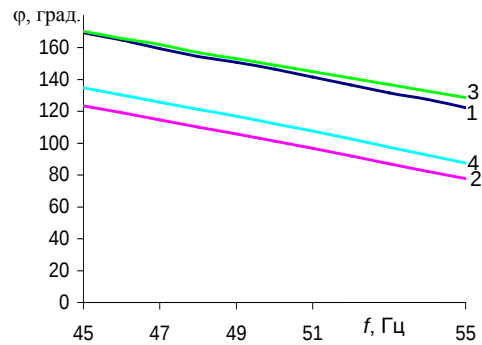


Рис. 2. Фазочастотные характеристики формирователей ОС: 1 – $n = 10$; $\Delta t = 0,00222$ с; $f_{cp} = 120$ Гц; 2 – 10; 0,0025; 120; 3 – 12; 0,00181; 125; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц

На рис. 3 приведены переходные характеристики формирователей ОС, представляющие собой их реакцию на воздействие единичной функции $u(t) = 1(t)$ и характеризующие динамические свойства. Переходный процесс в формирователе ОС включает в себя две стадии. На первой из них устанавливаются процессы в аналоговых элементах. Ее продолжительность зависит главным образом от f_{cp} ФНЧ. На второй стадии устанавливаются процессы в цифровом фильтре. Быстродействие формирователя в целом определяется f_{cp} , n и Δt и зависит от их сочетания. Как видно из представленных на рис. 3 характеристик, рассматриваемые формирователи отличаются вполне приемлемым характером переходного процесса. Их быстродействие для реализаций формирователей 1, 2, 3 и 4 составляет соответственно порядка 1,33; 1,625; 1,36 и 1,5 периода основной частоты.

На рис. 4 показано изменение фазы сигнала, представленного ОС, при подаче на вход синусоидального сигнала. Установление фазы сигнала для реализаций формирователей 1, 2, 3 и 4 составляет порядка 0,65; 0,8; 0,65 и 0,75 периода основной частоты соответственно.

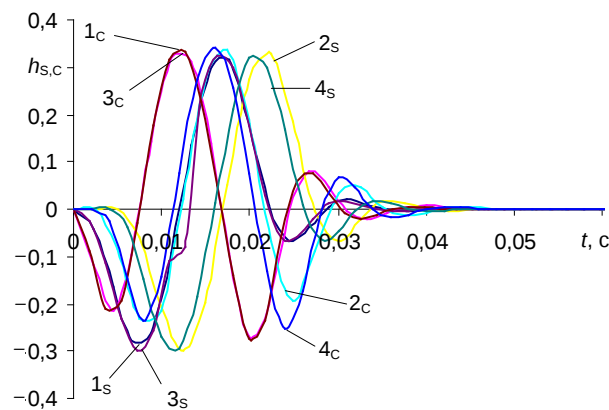


Рис. 3. Переходные характеристики формирователей ОС: 1 – $n = 10$; $\Delta t = 0,00222$ с; $f_{cp} = 120$ Гц; 2 – 10; 0,0025; 120; 3 – 12; 0,00181; 125; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц (индексы у цифр указывают ортогональную составляющую)

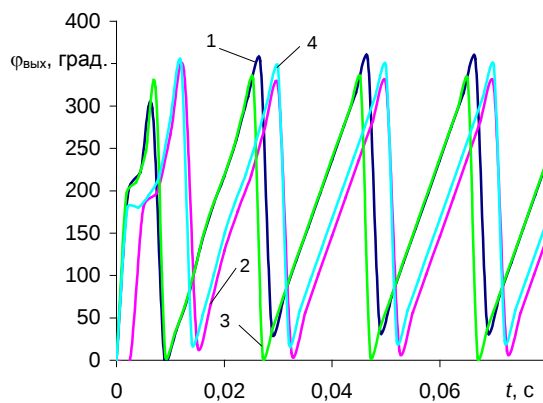


Рис. 4. Реакция формирователей ОС на синусоидальный входной сигнал – изменение фазы выходного сигнала; 1 – $n = 10$; $\Delta t = 0,00222$ с; $f_{cp} = 120$ Гц; 2 – 10; 0,0025; 120; 3 – 12; 0,00181; 125; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц

Таким образом, установление фазы сигнала происходит быстрее, чем амплитуды. Это позволяет выполнять органы направления мощности в токовых направленных защитах более быстродействующими, чем органы тока.

Применяемые в токовых направленных защитах формирователи ОС должны обеспечивать независимость угла сдвига фаз между составляющими от изменений промышленной частоты. На рис. 5 показано изменение угла между сформированными ОС при изменении частоты входного сигнала.

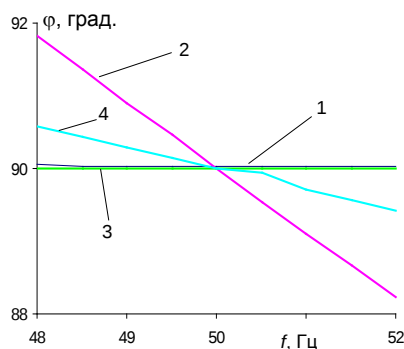


Рис. 5. Изменение угла между ОС при изменении частоты входного сигнала: 1 – $n = 10$; $\Delta t = 0,00222$ с; $f_{cp} = 120$ Гц; 2 – 10; 0,0025; 120; 3 – 12; 0,00181; 125; 4 – 12; 0,002 с; 125 Гц

Максимальные отклонения угла сдвига фаз между ОС при отклонении частоты от промышленной на ± 1 Гц могут достигать значений для реализаций формирователей 1, 2, 3 и 4 соответственно $\pm 0,04^\circ$; $\pm 1^\circ$; $\pm 0,01^\circ$ и $\pm 0,3^\circ$.

ВЫВОДЫ

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

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Романюк Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок: учеб. пособие / Ф. А. Романюк. – Минск: УП «Технопринт», 2001. – 133 с.

Представлена кафедрой
электрических станций

Поступила 11.11.2009

УДК 621.315

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ ЭНЕРГОСИСТЕМ

Засл. деятель науки и техн. РБ, докт. техн. наук, проф. ПОСПЕЛОВ Г. Е.

Белорусский национальный технический университет

Развитие электрических сетей осуществляется не только за счет повышения их номинального напряжения, но также благодаря применению различных средств компенсации параметров линий электропередачи и средств управления ими.

В данной статье ставится цель дать оценку этим средствам и систематизировать различные принципы и способы повышения пропускной способности и управляемости линий электропередачи в электрических сетях энергосистем. Наиболее полно впервые эти принципы представлены в [1], где значительное внимание было уделено видам компенсации параметров ЛЭП.

В значительной мере положения теории компенсации параметров линии передачи электрической энергии разработаны А. А. Вульфом [2].