

УДК 621.316.925

АДАПТИВНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТ

Докт. техн. наук, проф. РОМАНЮК Ф. А., инж. РОЖДЕСТВЕНСКИЙ А. В.

*Белорусский национальный технический университет,
ГНУ «Институт тепло- и массообмена имени А. В. Лыкова НАН Беларуси»*

Входные сигналы микропроцессорных защит электроустановок могут быть представлены параметрами векторов, например амплитуды и фазы, а также эквивалентными им ортогональными составляющими (ОС). Адаптивные формирователи ОС входных сигналов содержат необходимую последовательность операций с отсчетами их мгновенных значений, которые выполняются с помощью микропроцессорных средств. Предварительно сигналы подвергаются цифровой фильтрации с целью выделения основных гармоник [1].

В основу цифровых фильтров (ЦФ) положен метод, базирующийся на модели входного сигнала [2]:

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

где U_a – амплитуда аperiodической составляющей; τ – постоянная времени затухания аperiodической составляющей; M – порядок наивысшей гармоники, содержащейся во входном сигнале; U_m – амплитуда m -й гармоники; ω_0 – основная угловая частота; φ_m – начальная фаза m -й гармоники.

Предварительно сигнал (1) обрабатывается аналоговым фильтром нижних частот (ФНЧ). Можно считать, что ФНЧ полностью пропускает аperiodическую составляющую и задерживает высшие гармоники с порядком $m > N$. В этом случае сигнал на выходе ФНЧ будет

$$u(t) = U_a e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^N U_m \sin \psi_m, \quad (2)$$

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

Непосредственное использование (2) в качестве модели входного сигнала затрудняет решение задачи синтеза ЦФ. Поэтому примем во внимание факт конечного времени наблюдения защитой за сигналами, которое нахо-

дится на уровне периода промышленной частоты. Это дает возможность аппроксимировать аperiodическую составляющую на интервале наблюдения отрезком прямой. В [3] показано, что при таком подходе модуль разности смежных дискретных значений периодической составляющей, зафиксированной на интервале Δt , является величиной постоянной, которую обозначим ΔU_a .

Пусть на интервале наблюдения зафиксированы n значений сигнала, тогда с учетом сказанного выше можно составить следующую систему уравнений:

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

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

Решение данной системы может быть представлено в следующем виде:

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

где a_i, b_i – постоянные коэффициенты; u_n – отсчет основной гармоники сигнала, относящийся к концу интервала наблюдения t_n .

Выражение (4) представляет собой ЦФ, выделяющий основную гармонику из сигнала $u(t)$ с граничной частотой спектра $f_{гр}$. Частота $f_{гр}$ спектра сигнала, который может быть однозначно обработан ЦФ, определяется количеством мгновенных значений n сигнала на выходе ФНЧ, зафиксированных на интервале наблюдения:

$$f_{гр} = 25(n-2), \quad (5)$$

где n – четное число не меньше четырех.

Коэффициенты ЦФ a_i, b_i зависят от ω_0, n и Δt . Их численные значения для $\omega_0 = 100\pi$ при различных n и Δt приведены в табл. 1.

В основу адаптивного принципа формирования ОС положены следующие теоретические предпосылки. Предположим, что требуется сформировать ОС синусоидального сигнала, полученного на выходе ЦФ:

$$u_{вх} = U_m \sin \omega t, \quad (6)$$

где U_m, ω – соответственно амплитуда и угловая частота сигнала.

Путем фазового сдвига $U_{вх}$ без изменения амплитуды в произвольную сторону, например в сторону отставания, на угол α получим вспомогательный сигнал U_b (рис. 1)

$$\dot{U}_b = \dot{U}_{вх} e^{-j\alpha}. \quad (7)$$

Таблица 1

Количество отсчетов n	Шаг дискретизации Δt , мс	Коэффицициент	Номер отсчета i																	
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
14	0,00175	a_i	0,0754	0,1513	0,0913	-0,0164	-0,1015	-0,1626	-0,1721	-0,1339	-0,0530	0,0390	0,1284	0,1376	0,0346	-0,0182				
		b_i	0,0883	0,0838	-0,1030	-0,1828	-0,1380	-0,0692	0,0292	0,1119	0,1686	0,1668	0,1312	-0,0025	-0,1694	-0,1147				
16	0,0016	a_i	0,0492	0,1299	0,189	0,0190	-0,0697	-0,1288	-0,1591	-0,1484	-0,1023	-0,0295	0,0486	0,1188	0,1393	0,0616	-0,0241	-0,0235		
		b_i	0,0407	0,0675	-0,0261	-0,1403	-0,1476	-0,0930	-0,0207	0,0594	0,1228	0,1577	0,1512	0,1119	0,0253	-0,1050	-0,1444	-0,0594		
18	0,00135	a_i	0,0471	0,1200	0,1111	0,0417	-0,0175	-0,0703	-0,1118	-0,1329	-0,1309	-0,1053	-0,0614	-0,0062	0,0494	0,0977	0,1233	0,0726	-0,0081	-0,0187
		b_i	0,0588	0,1002	-0,0074	-0,1229	-0,1353	-0,1145	-0,0762	-0,0230	0,0334	0,0846	0,1200	0,1352	0,1250	0,0952	0,0404	-0,0844	-0,1562	-0,0729

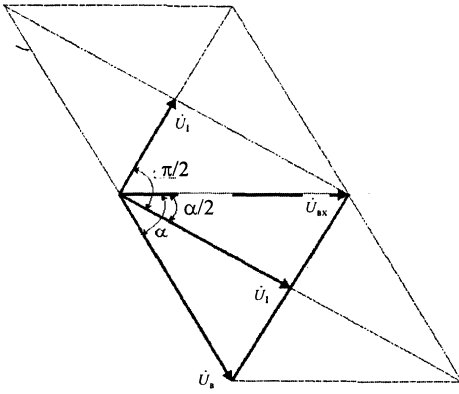


Рис. 1. Векторная диаграмма формируемых сигналов

Угол α выбирается в диапазоне $\pi/2 \geq |\alpha| > 0$. При α , близким к 0, обеспечивается максимальное быстроедействие формирования вспомогательного сигнала. Если $|\alpha| = \pi/2$, то достигается наиболее высокая точность получения дополнительных сигналов. Конкретное значение угла α выбирают в зависимости от того, какое из указанных требований является определяющим.

Из $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_в$ сформируем первый \dot{U}_1 и второй \dot{U}_2 дополнительные сигналы соответственно как их полусумму и полуразность (рис. 1):

$$\dot{U}_1 = 0,5(\dot{U}_{вх} + \dot{U}_в); \quad (8)$$

$$\dot{U}_2 = 0,5(\dot{U}_{вх} - \dot{U}_в). \quad (9)$$

Поскольку амплитуды сигналов $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_в$ равны и не зависят от частоты, векторы дополнительных сигналов всегда совпадают с диагоналями ромба, образованного $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_в$, в связи с чем угол между векторами $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_в$ составляет $\pi/2$ и не зависит от угла α между $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_в$, а следовательно, и от частоты входного сигнала. В связи с тем, что сигнал на выходе ЦФ гармонический, вспомогательные сигналы также гармонические:

$$u_1 = U_{m1} \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (10)$$

$$u_2 = U_{m2} \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (11)$$

где U_{m1} и U_{m2} — амплитуды первого и второго дополнительных сигналов.

Когда для смежных моментов времени t_n и t_{n-1} зафиксированы мгновенные значения сигналов (10) и (11), они будут связаны следующей системой соотношений:

$$u_{1(n)} = U_{m1} \sin\left(\omega t_n - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (12)$$

$$u_{2(n)} = U_{m2} \sin\left(\omega t_n - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (13)$$

$$u_{1(n-1)} = U_{m1} \sin\left(\omega t_{n-1} - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (14)$$

$$u_{2(n-1)} = U_{m2} \sin\left(\omega t_{n-1} - \frac{\alpha}{2}\right); \quad (15)$$

Из этой системы соотношений можно определить амплитуды дополнительных сигналов U_{m1} и U_{m2} :

$$U_{m1} = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (16)$$

$$U_{m2} = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (17)$$

Амплитуда входного сигнала, как следует из векторной диаграммы (рис. 1), равна

$$U_m = (U_{m1}^2 + U_{m2}^2)^{\frac{1}{2}}. \quad (18)$$

Подставив в (18) U_{m1} , U_{m2} , получим

$$U_m = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2} + \frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (19)$$

Из векторной диаграммы (рис. 1) следует, что:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{U_{m2}}{U_m}; \quad (20)$$

$$\cos \frac{\alpha}{2} = \frac{U_{m1}}{U_m}. \quad (21)$$

Подставив в (20) и (21) U_m , U_{m1} и U_{m2} , будем иметь:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \left(\frac{u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2}{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 + u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (22)$$

$$\cos \frac{\alpha}{2} = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2}{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 + u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (23)$$

Подставим в (12)...(15) U_{m1} , U_{m2} , $\sin \frac{\alpha}{2}$, $\cos \frac{\alpha}{2}$ и разрешим их относительно $\sin \omega t_n$ и $\cos \omega t_n$:

$$\sin \omega t_n = (u_{1(n)} + u_{2(n)}) \left[\frac{(u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2)(u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2)}{D_1} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (24)$$

$$\cos \omega t_n = \frac{u_{2(n)} (|u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2|) - u_{1(n)} (|u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2|)}{D_1^{\frac{1}{2}}}, \quad (25)$$

где

$$D_1 = (u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 + u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2) (u_{2(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2); \quad (26)$$

$$D_2 = (u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2 + u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2) (u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2). \quad (27)$$

Известно, что отсчеты мгновенных значений синусной и косинусной ОС входного сигнала для момента времени t_n равны:

$$u_{s(n)} = U_m \sin \omega t_n; \quad (28)$$

$$u_{c(n)} = U_m \cos \omega t_n. \quad (29)$$

Подставив в (28) и (29) U_m , $\sin \omega t_n$, $\cos \omega t_n$, после несложных преобразований получим:

$$u_{s(n)} = u_{1(n)} + u_{2(n)}; \quad (30)$$

$$u_{c(n)} = \frac{u_{2(n)} (|u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2|) - u_{1(n)} (|u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2|)}{[(u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2)(u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2)]^{\frac{1}{2}}}. \quad (31)$$

Выражения (30) и (31) позволяют по двум отсчетам мгновенных значений сформированных дополнительных сигналов получить отсчеты мгновенных значений ОС входного синусоидального сигнала. При этом амплитуды ОС и угол фазового сдвига между ними, равный $\pi/2$, не зависят от частоты входного сигнала. Данная независимость обеспечивается тем, что в (31) входит в неявном виде информация о частоте.

Следует отметить, что отсчеты мгновенных значений выходного сигнала ЦФ (4) являются в сущности отсчетами синусной ОС $u_{s(n)} = u_n$. Поэтому с помощью (31) достаточно сформировать только отсчеты мгновенных значений косинусной ОС $u_{c(n)}$.

Цифровой отсчет вспомогательного сигнала, сдвинутого в сторону отставания на угол α без изменения амплитуды, может быть получен как

$$u_{в(n)} = u_{вх(n-i)}, \quad (32)$$

где $i = 1 \vee 2 \vee \dots \vee (n-1)$.

С учетом (32) отсчеты первого и второго дополнительных сигналов формируются следующим образом:

$$u_{1(n)} = 0,5(u_{вх(n)} + u_{вх(n-i)}), \quad (33)$$

$$u_{2(n)} = 0,5(u_{вх(n)} - u_{вх(n-i)}), \quad (34)$$

где $i = 1 \vee 2 \vee \dots \vee (n-1)$.

Адаптивный принцип формирования ОС заключается в получении цифрового отсчета вспомогательного сигнала в соответствии с (32), формировании цифровых отсчетов двух дополнительных сигналов по (33) и (34) с последующим определением отсчета косинусной ОС по выражению (31).

В основе реализации адаптивных формирователей ОС рассмотренного принципа исполнения лежит последовательное выполнение следующих операций:

- преобразование входного сигнала тока или напряжения в пропорциональный сигнал напряжения;
- предварительная аналоговая фильтрация полученного сигнала напряжения активным фильтром нижних частот;
- аналого-цифровое преобразование и фиксация последовательных отсчетов мгновенных значений выходного сигнала активного фильтра;
- цифровая фильтрация полученных отсчетов и определение отсчета мгновенного значения синусной ОС основной частоты, относящегося к концу интервала наблюдения;
- фиксация двух последовательных значений синусной ОС, разделенных шагом Δt , и определение по ним отсчета косинусной ОС.

Для преобразования входного сигнала тока или напряжения в пропорциональный сигнал напряжения наиболее эффективно использование промежуточных трансформаторов с теми же техническими решениями, которые широко применяются в защитах микроэлектронного исполнения.

Для предварительной аналоговой фильтрации предпочтительно использование активных частотных фильтров второго порядка. Такой выбор обусловлен тем, что в микропроцессорных защитах значительная часть обработки входных сигналов производится в цифровом виде. Поэтому требования к периферийным аналоговым фильтрам умеренные, что соответствует, в частности, относительно низкой добротности полюсов. В этих условиях возможность реализации фильтров второго порядка на одном операционном усилителе представляется вполне эффективным решением проблемы аналоговой фильтрации. Кроме того, в активных фильтрах второго порядка, содержащих два RC-звена, наиболее просто достигается приемлемый характер переходного процесса.

Адаптивные формирователи ортогональных составляющих (ФОС) должны обеспечивать независимость амплитуд сигналов и углов сдвига фаз между ними от изменений промышленной частоты. При этом они должны обладать соответствующими частотными и динамическими свойствами, обеспечивая четкое выделение сигнала основной частоты и высокое быстродействие. Указанные свойства могут быть оценены на основе анализа амплитудно-частотных (АЧХ) и переходных характеристик ФОС, которые полностью отражают уровень их технического совершенства.

Получить различные характеристики ФОС позволяет метод вычислительного эксперимента. Характеристики ФОС определяются как их отклики на некоторые сигналы специальной формы. При этом на вход подается сигнал специального вида и находится отклик, являющийся соответствующей характеристикой. Для получения характеристик ФОС методом вычислительного эксперимента используются их математические модели.

Трудоемкость этого метода в основном определяется требованием многократного решения всех уравнений модели для нахождения каждой точки соответствующей характеристики. Вместе с тем этот метод позволяет без особых сложностей учитывать влияние на характеристики реальных параметров элементов и других факторов, что затруднено либо вообще невозможно при использовании других методов. Весьма важно и то, что могут быть получены результирующие характеристики блоков, состоящих из аналоговых и цифровых элементов, без дополнительных затрат.

Для нахождения точек АЧХ, соответствующих заданному значению частоты f , необходимо знать при этом значение амплитуды входного и вы-

ходного синусоидальных сигналов. Для этого производится расчет ФОС с использованием уравнений его модели на временном интервале, обеспечивающем наступление установившегося режима. По отсчетам мгновенных значений сигналов определяются их амплитуды и соответствующие точки АЧХ. Для построения АЧХ вычисления повторяются для заданных точек всей шкалы частот.

Переходная характеристика $h(t)$ является реакцией ФОС на единичную функцию при нулевых начальных условиях. Поэтому при $t \leq 0$ $h(t) = 0$, а при $t > 0$ необходимо принять $u_{вх}(t) = 1$ и в результате решения уравнений модели на заданном временном интервале определить $u_{вых}(t) = h(t)$. Длительность этого интервала определяется моментом наступления установившегося режима.

Задавая различные законы изменения $u_{вх}(t)$, можно получить реакции ФОС на произвольные воздействия.

На рис. 2, 3 представлены АЧХ различных ФОС, когда для выделения составляющей основной частоты используются цифровые фильтры с коэффициентами a_i , приведенными в табл. 1.

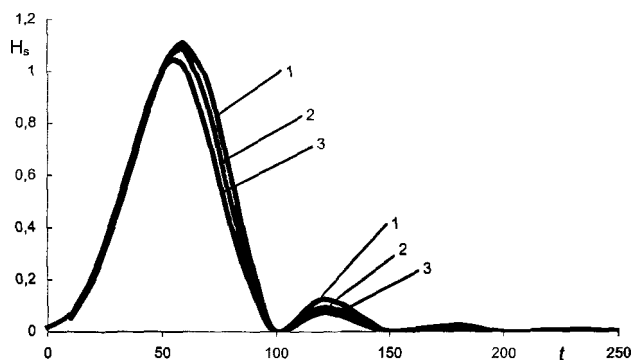


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики ФОС: 1 – $n = 14$; 2 – 16; 3 – 18

На рис. 3 приведены АЧХ адаптивных ФОС при использовании для выделения составляющей основной частоты цифровых фильтров с коэффициентами b_i согласно табл. 1. Данные ФОС имеют несколько худшую избирательность, чем рассмотренные ранее. Амплитудно-частотные характеристики ФОС полностью определяются частотными свойствами ЦФ и совпадают для синусной и косинусной ОС.

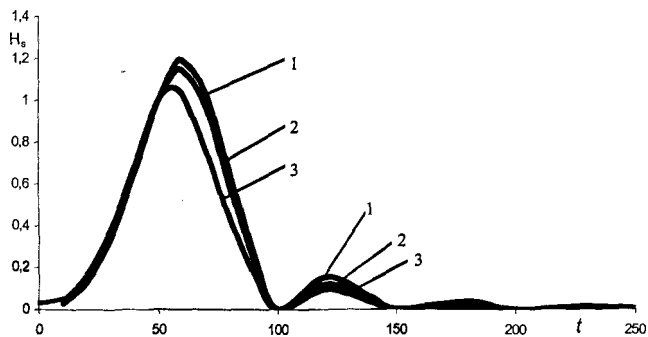


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики ФОС:
1 – $n = 14$; 2 – 16; 3 – 18

Анализ полученных АЧХ показывает, что с увеличением n избирательность ФОС повышается, причем АЧХ сохраняют нули в гармониках, кратных основной. Наилучшую форму АЧХ имеет ФОС при $n = 18$. Такой формирователь хорошо подавляет низкочастотные составляющие и лучше других – высшие гармоники.

В результате выполненных расчетов также установлено, что все реализации ФОС имеют линейные фазочастотные характеристики в диапазоне частот 45...55 Гц. При этом угол сдвига фаз между ОС не зависит от частоты и равен $\pi/2$.

Переходные характеристики ФОС с коэффициентами a_i и b_i в ЦФ, представляющие реакцию на воздействие единичной функции, изображены на рис. 4...6.

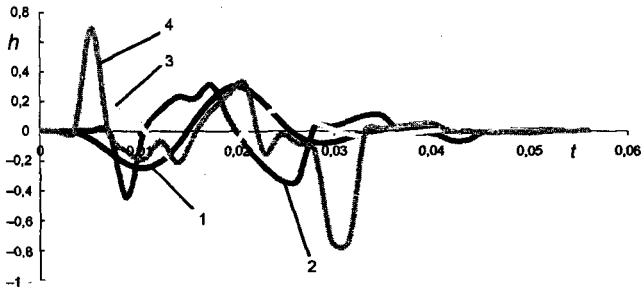


Рис. 4. Переходные характеристики ФОС: $n = 14$; 1 – h_s ; 2 – h_c с коэффициентом ЦФ a_i ; 3 – h_s ; 4 – h_c с коэффициентом ЦФ b_i

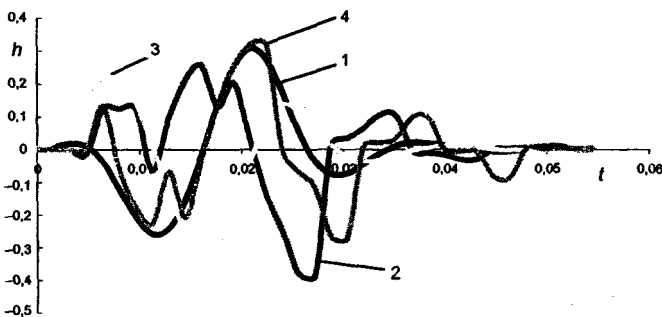


Рис. 5. Переходные характеристики ФОС: $n = 16$; 1...4 – то же, что на рис. 4

Переходный процесс в ФОС включает две стадии. На первой стадии устанавливаются процессы в ФНЧ. Ее продолжительность зависит от частоты среза фильтра. Известно, что с уменьшением указанной частоты инерционность ФНЧ возрастает. На второй стадии устанавливаются процессы в ЦФ. Очевидно, что с ростом числа n продолжительность данной стадии увеличивается. В целом с повышением n быстродействие ФОС растет за счет увеличения требуемой частоты среза ФНЧ. Следует отметить, что наиболее приемлемый характер переходного процесса в ФОС обеспечивается в том случае, когда все коэффициенты ЦФ a_i и b_i по модулю меньше 1.

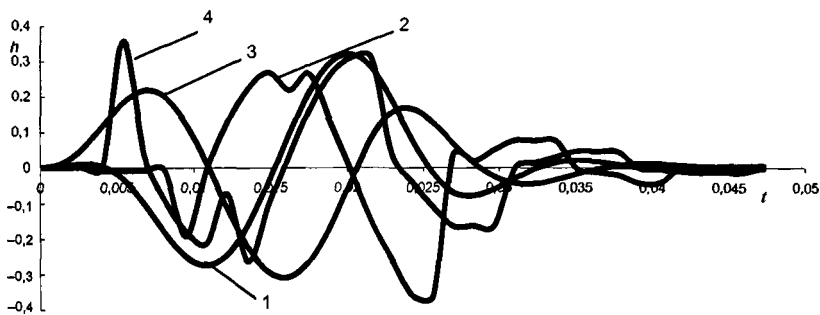


Рис. 6. Переходные характеристики ФОС: $n = 18$; 1...4 – то же, что на рис. 4

На рис. 6...8 показаны изменения амплитуды сигнала на выходе, представленного ОС, при подаче на вход формирователя синусоидального сигнала. Как видно, время, необходимое для замера амплитуды сигнала, составляет 1,5...2 периода основной частоты.

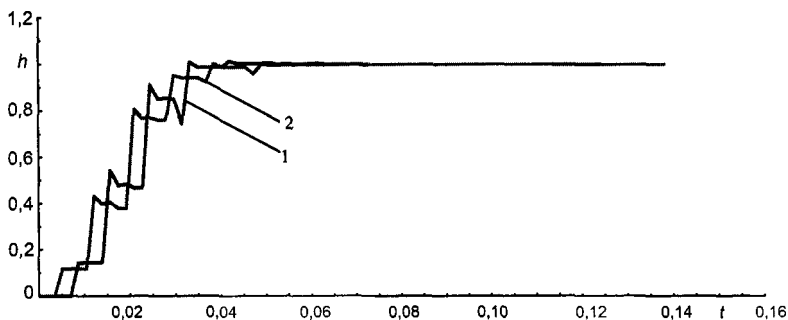


Рис. 7. Реакция ФОС с $n = 14$ на синусоидальный входной сигнал:
1 – ЦФ с коэффициентом a_i ; 2 – b_i

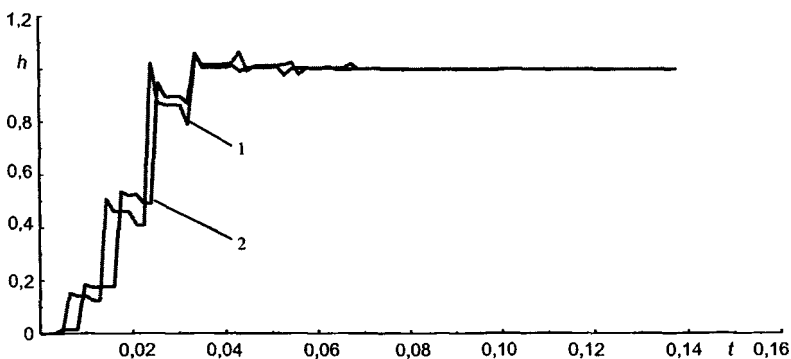


Рис. 8. Реакция ФОС с $n = 16$ на синусоидальный входной сигнал:
1, 2 – то же, что на рис. 7

Следует отметить, что в адаптивных ФОС возможно возникновение интенсивного переходного процесса при подаче входного сигнала. Поэтому на отдельных интервалах времени зачастую не представляется возможным определить отсчет косинусной ОС. Несмотря на это, адаптивные ФОС следует отнести к наиболее перспективным для использования в микропроцессорных защитах электроустановок.

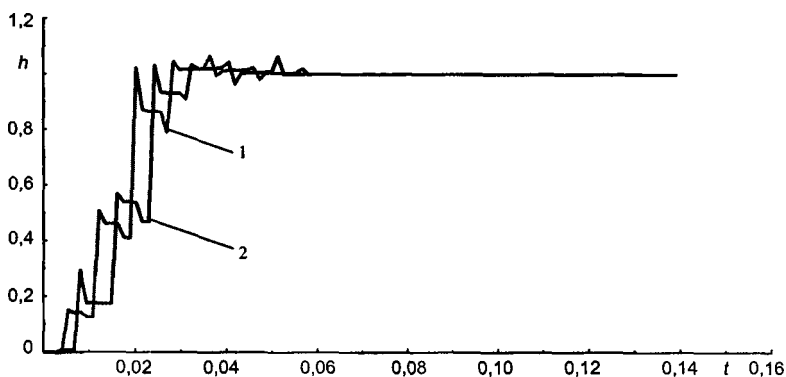


Рис. 9. Реакция ФОС с $n = 18$ на синусоидальный входной сигнал:
1, 2 – то же, что на рис. 7

ВЫВОД

Предложенные адаптивные ФОС входных сигналов для микропроцессорных защит отличаются более высокими показателями технического совершенства, чем ранее рассматривавшиеся аналогичного исполнения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романюк Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок: Учеб. пособие. – Мн.: УП «Технопринт», 2001. – 133 с.
2. Романюк Ф. А., Нагорная Е. А. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов релейной защиты // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 1996. – № 7–8. – С. 16–21.
3. Романюк Ф. А. Формирование ортогональных составляющих вторичных сигналов в микропроцессорных защитах // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 1998. – № 3–8. – С. 17–23.

Представлена кафедрой
электрических станций

Поступила 5.05.2004

УДК 621.316.925

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА АЛГОРИТМОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ДИСТАНЦИОННЫХ ЗАЩИТ ЛЭП

Докт. техн. наук, проф. **НОВАШ В. И.**, инж. ШМЫГИН В. В.

Белорусский национальный технический университет

В цифровых (микропроцессорных) устройствах релейной защиты (РЗ) измерительный орган (ИО) – программный блок, группа операторов в программе, реализующей алгоритм функционирования защиты. В цифровых дистанционных защитах ЛЭП ИО сопротивления – программный блок, вы-