

# *Адаптивный структурный анализ входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики*

АНТОНОВ В.И., НАУМОВ В.А., ФОМИН А.И., СОЛДАТОВ А.В.

*Развиваются основы теории адаптивного структурного анализа сигналов электроэнергетических систем. Показана связь порядка сигнала текущего режима электрической системы с эффективным порядком структурной модели. Предложены оптимальные структурные модели для сигналов периодического и переходного режима электрической системы, а также гибридные модели, удобные для реализации в цифровых системах релейной защиты. Развиваются методы распознавания и декомпозиции сигнала переходного режима при высокой частоте дискретизации. Показано, что наиболее оптимальным методом повышения разрешающей способности адаптивных структурных моделей при обработке сигналов с высокой частотой дискретизации является внутримодельная децимация отсчетов. Приведены примеры структурного анализа сигналов реальных аварийных процессов в электрической сети.*

**Ключевые слова:** *адаптивный структурный анализ сигналов, структурная модель, собственные моды сигнала, декомпозиция сигнала электрической сети, сигналы с высокой частотой дискретизации, внутримодельная децимация.*

*The basics of the theory of adaptive structural analysis of power system signals are developed. The relationship between the orders of the current mode signal of the electrical system and efficient order of structural model is shown. The optimal structural models for periodic signals and transient of electrical system as well as hybrid models that are suitable for implementation in digital protection relay are proposed. The methods of recognition and decomposition of the transient signal at a high sampling rate are developing. It is shown that the best method to improve the resolution of the structural models of adaptive signal processing with a high sampling rate is sample decimation within model. Examples of structural analysis of the real fault signal in the electrical network are proposed.*

**Key words:** *adaptive structural analysis of signals, structural model, signal eigenmodes, signal decomposition, signals with a high sampling rate, within model sample decimation.*

Прецизионная оценка параметров основной гармоники, одной из слагаемых сигнала переходного режима электрической системы, в принципе невозможна без учета в модели сигнала и других составляющих процесса [1–3]. Поэтому при оценке информационных параметров основной гармоники необходимо определить всю структуру сигнала. В связи с этим распознавание входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики должно рассматриваться как решение задачи адаптивного структурного анализа сигнала, заключающегося в идентификации структуры сигнала текущего режима на множестве собственных мод реакции электрической системы и составляющих принужденного режима.

В статье развиваются основы теории адаптивного структурного анализа входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики, положения которой изначально были изложены в [4].

**Постановка задачи.** Будем исходить из того положения, что процессы мониторинга состояния электрической системы намного опережают процессы изменения ее структуры. Тогда электрическую систему можно рассматривать как линейную инвариантную во времени систему, системная функция которой будет представлять собой отношение полиномов с постоянными коэффициентами:

$$H(p) = \frac{B_m(p)}{A_n(p)}. \quad (1)$$

Поэтому сигнал  $x(t)$  на входе релейной защиты, представляющий собой реакцию электрической системы (1) на воздействие  $U(p)$ , включает в себя составляющие принужденного режима

$$x_s(t) = L^{-1} \{ H(p)U(p) \} \Big|_{\text{полюсы } U(p)} \quad (2)$$

и свободного движения электрической системы

$$x_f(t) = L^{-1} \left\{ U(p) \frac{B_m(p)}{A_n(p)} + \frac{C(p)}{A_n(p)} \right\} \Big|_{\text{корни } A_n(p)}, \quad (3)$$

где многочлен  $C(p)$  учитывает начальные условия перехода электрической системы от предшествующего режима к текущему. Здесь  $L^{-1}\{\dots\}$  — оператор обратного преобразования Лапласа.

Как видно из (2) и (3), структура сигнала

$$x(t) = x_s(t) + x_f(t)$$

полностью определяется полюсами изображения воздействия  $U(p)$  и корнями характеристического уравнения

$$A_n(p) = a_n(p - p_1) \dots (p - p_n) = 0. \quad (4)$$

Порядок  $m$  множества  $S^m$  слагаемых принужденного режима (2) равен числу полюсов  $U(p)$ .

Следуя [5], множество составляющих свободного процесса  $B^n = \{\phi_1(t), \dots, \phi_n(t)\}$ , ассоциированное с корнями характеристического уравнения (4), будем называть множеством базисных сигналов или множеством собственных мод реакции электрической сети. Очевидно, что размер множества базисных сигналов  $B^n$  совпадает с порядком  $n$  электрической системы, а сигнал свободного процесса представляет собой линейную комбинацию элементов базиса

$$x_f(t) = \underline{B}_1 \phi_1(t) + \dots + \underline{B}_n \phi_n(t),$$

где постоянные коэффициенты  $\underline{B}_1, \dots, \underline{B}_n$  принадлежат, в общем случае, пространству комплексных чисел. Для электрических систем среднего напряжения (110–220 кВ) корни характеристического уравнения (4) будут вещественными, в связи с чем базис собственных мод  $B^n$  включает в себя практически только апериодические составляющие. Базис сигнала свободного движения электрических систем высокого и сверхвысокого напряжения (330–1150 кВ) будет содержать наряду с апериодическими составляющими еще и затухающие колебательные слагаемые.

Множество базисных сигналов  $B^n$ , дополненное множеством составляющих принужденного режима (2), образует множество слагаемых текущего режима электрической сети:

$$F^q = B^n \cup S^m, \quad q \leq (n + m). \quad (5)$$

Как видно из (4), множество базисных сигналов единственно и неизменно для конкретной электрической системы, в связи с чем структура сигналов  $x(t)$  для разных режимов одной и той же электрической системы различается лишь структурой принужденной составляющей  $x_s(t)$ .

Таким образом, структурный анализ сигнала заключается в разбиении (декомпозиции) сигнала на слагаемые множества текущего режима  $F^q$  с последующим определением их параметров. Поскольку ни размер  $q$ , ни структу-

ра множества  $F^q$  априори не известны, то модели, используемые при структурном анализе, должны быть адаптивными, т.е. не иметь заранее заданную структуру. И сами методы структурного анализа должны адаптивно изменяться в зависимости от сложности сигнала, обеспечивая адаптацию моделей к сигналам электрической системы независимо от структуры самого сигнала и конкретных его характеристик. Именно благодаря этим качествам, структурный анализ позволяет повысить точность оценки параметров сигнала.

Структурный анализ сигнала включает в себя следующие задачи:

- сегментация сигнала; результатом сегментации сигнала является множество интервалов однородности, компонентный состав сигнала на каждом из которых отличается от структуры сигнала на соседних интервалах [1];

- построение эффективных структурных моделей сигнала на каждом сегменте (интервале однородности) [6]; общий порядок адаптивной модели  $M$  может быть намного больше размера множества  $F^q$ , но эффективный порядок модели  $M_e$  должен быть максимально близок к нему; в идеальном случае

$$M_{e=q}, M = M_e + M_n, \quad (6)$$

( $M_n$  – избыточность порядка, необходимая для учета шумов в распознаваемом сигнале); только в этом случае гарантируется правильная оценка слагаемых множества  $F^q$ , и тогда каждый из этих слагаемых несет часть необходимой информации о структуре и параметрах защищаемого объекта электрической сети; благодаря этому структурный анализ расширяет информационный базис алгоритмов цифровой релейной защиты за счет использования моделей на основе различных компонентов сигнала (например, дополнительная модель поврежденной линии электропередачи для апериодической составляющей в задаче определения места повреждения);

- построение редуцированных компонентных моделей сигнала на интервалах однородности; компонентная модель будет редуцированной, если она содержит только слагаемые множества  $F^q$ ; это достигается путем селекции корней характеристического полинома эффективной модели; она исключает корни, ассоциированные с физически нереализуемыми (не казуальными) компонентами или не принадлежащими множеству  $F^q$  [1];

- решение обратной задачи структурного анализа; подразумевается построение компактной структурной модели сигнала для задач компрессии, хранения и передачи осциллограмм на удаленный сервер [7, 8], реконструкция сигналов с учетом влияния характеристик каналов измерения [9], построение моделей защищаемого объекта для различных компонентов сигнала [10] и т. п.

Основным инструментом метода является адаптивная структурная модель, обладающая универсальной способностью распознавать структуру сигнала любой сложности, опираясь лишь на предположение, что электрическая система, породившая сигнал, обладает такими фундаментальными свойствами, как линейность и инвариантность во времени [11]. В то же время, стремление к эффективной реализации задач практических приложений метода приводит к многообразию моделей, и все они так или иначе подчинены единой цели структурного анализа. В периодическом режиме электрической системы наиболее эффективны неадаптивные модели. В общем случае они могут включать в себя линейный оператор с заранее заданной частотной характеристикой (например, оператор подавления гармоник). В переходном режиме сети не обойтись без адаптивных моделей. Если информация о некоторых составляющих текущего режима  $F^q$  известна, то наибольшую гибкость проявляют гибридные структуры (гибридные модели), сочетающие в себе универсальность адаптивных и эффективность неадаптивных моделей. В гибридных моделях предполагаемые (известные) составляющие сигнала текущего режима составляют основу неадаптивной части модели, а неизвестные слагаемые сигнала включаются в адаптивную часть. Гибридные модели наилучшим образом приспособлены для реализации в терминалах цифровой защиты.

**Сигналы и их модели в установившемся периодическом режиме электрической сети.** Основная гармоника цифрового сигнала  $x(k)$  в этом случае определяется соотношением

$$\begin{aligned} x_1(k) &= X_{m1} \cos(k\omega_1 T_s + \psi) = \\ &= c \cos(k\omega_1 T_s) - s \sin(k\omega_1 T_s), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $X_{m1} > 0$  и  $\omega_1 > 0$  – амплитуда и угловая частота (далее для краткости – частота) сигнала;  $c$  и  $s$  – квадратурные компоненты амплитуды  $X_{m1}$  [12];  $T_s$  – период дискретизации;  $kT_s$  – текущее дискретное время.

В релейной защите величины  $c$  и  $s$  получили название ортогональных составляющих (ортосоставляющих). Они связаны с амплитудой  $X_{ml}$  и начальной фазой  $\psi$  сигнала следующими соотношениями:

$$c = X_{ml} \cos \psi, \quad s = X_{ml} \sin \psi, \quad X_{ml} = \sqrt{c^2 + s^2},$$

$$\psi = \tan^{-1} \left( \frac{s}{c} \right).$$

Определение ортосоставляющих гармоники (7) обычно сводят к решению задачи метода наименьших квадратов [3]:

$$E(k) = \min_{cs} \sum_{l=k-N+1}^k e^2(l), \quad (8)$$

используя в качестве модели неадаптивный оператор второго порядка [13]:

$$\hat{x}_1(k) = N_2 \{ \cos(k\alpha); \sin(k\alpha) \} =$$

$$= \hat{c}(k) \cos(k\alpha) - \hat{s}(k) \sin(k\alpha). \quad (9)$$

Здесь  $\hat{c}(k)$  и  $\hat{s}(k)$  – искомые оценки ортосоставляющих;  $N$  – размер выборки отсчетов сигнала, участвующей в решении задачи (8);  $\alpha = \omega_0 T_s$  – угловое расстояние между двумя отсчетами при номинальной частоте  $\omega_0$ .

В общем случае сигнал периодического режима содержит и высшие гармоники, поэтому желательно предусмотреть их в модели (9) в виде дополнительного линейного оператора  $T_r \{x(k)\}$  с заданной частотной характеристикой. Порядок  $r$  оператора выбирается исходя из числа высших гармоник, подлежащих подавлению им. Например, подавление 3-й и 5-й гармоник в сигнале  $x(k)$  обеспечивается оператором

$$T_4 \{x(k)\} = -x(k-4) - (b_3 + b_5)[x(k-3) + x(k-1)] -$$

$$-(2 + b_3 b_5)x(k-2),$$

где

$$b_i = -2 \cos i \omega_0 T_s, \quad i = 3, 5.$$

Тогда, выражая невязку как разность между отсчетом сигнала и его моделью

$$\hat{x}(k) = N_{r+2} \{x(k); \cos(k\alpha); \sin(k\alpha)\} =$$

$$= T_r \{x(k)\} - \hat{c}(k) \cos(k\alpha) + \hat{s}(k) \sin(k\alpha), \quad (10)$$

а именно

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k),$$

получают решение задачи (8) в виде системы двух уравнений:

$$\hat{c}(k) \sum_{l=k-N+1}^k \cos(l\alpha) \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix} - \hat{s}(k) \sum_{l=k-N+1}^k \sin(l\alpha) \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix} =$$

$$= \sum_{l=k-N+1}^k [x(l) - T_r \{x(l)\}] \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix}. \quad (11)$$

При  $N = 2\pi / \alpha$  взаимная связь между уравнениями в (11) исчезает. Тогда ортосоставляющие определяются просто:

$$\begin{Bmatrix} \hat{c}(k) \\ -\hat{s}(k) \end{Bmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k [x(l) - T_r \{x(l)\}] \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix}. \quad (12)$$

Нетрудно видеть, что (12) представляет собой классический алгоритм Фурье.

В [2] предложен алгоритм настройки неадаптивной модели (9) в случае синхронной дискретизации сигнала, обеспечиваемой системой автоподстройки частоты дискретизации. При синхронной дискретизации поддерживается постоянство угла  $\omega_1 T_s = \alpha = 2\pi / N$ . Предложенный в [2] метод наложения промежуточных неадаптивных моделей вида (10) позволяет избегать решения системы (11), что существенно упрощает реализацию алгоритма в терминалах релейной защиты и автоматики.

**Сигналы переходного режима сети и адаптивные структурные модели.** Сигнал переходного режима электрической системы имеет нестационарный характер и модели должны учитывать это. В классе непрерывных моделей такой сигнал  $x(t)$  может быть представлен взвешенной совокупностью его предшествующих реализаций

$$a_0 \hat{x}(t) = - \sum_{m=1}^M a_m x(t - T_m), \quad T_m > T_{m-1}. \quad (13)$$

Здесь  $M$  – порядок модели  $\hat{x}(t)$ , он должен удовлетворять условию (6);  $T_m$  – сдвиг  $m$ -й реализации относительно текущего времени  $t$ .

При отсутствии шума в сигнале  $x(t)$  порядок модели  $M = \dim(F^q) = q$ , и настроенная модель полностью соответствует сигналу текущего режима (5). Поэтому невязка

$$e(t) = a_0 x(t) - a_0 \hat{x}(t) = a_0 x(t) + \sum_{m=1}^q a_m x(t - T_m) = 0. \quad (14)$$

Преобразуя (14) по Лапласу, и учитывая, что изображение сигнала  $X(p) = 0$ , получаем характеристическое уравнение модели (13):

$$\sum_{m=0}^q a_m e^{-pT_m} = 0. \quad (15)$$

Во избежание трансцендентности в уравнении (15), необходимо выбирать  $T_m$  кратными

какому-либо периоду, лучше так, чтобы  $T_m = mT_s$ . Тогда, введя новую переменную  $\underline{z} = e^{pT_s}$ , получим уравнение (15) в алгебраическом виде:

$$\sum_{m=0}^q a_m \underline{z}^{-m} = 0. \quad (16)$$

Поскольку (16) является составной частью изображения уравнения (14), то его корни  $\underline{\xi}_i$  должны согласоваться с корнями  $p_i$  изображения сигнала  $X(p)$  следующим образом:

$$\underline{z}(p_i) = e^{p_i T_s} = \underline{\xi}_i \quad (17)$$

или

$$p_i = \frac{1}{T_s \ln \underline{\xi}_i}. \quad (18)$$

В общем случае порядок  $M$  модели (13) может отличаться от порядка сигнала  $x(t)$ , но, очевидно, что всегда  $M \geq q$ . К повышению порядка модели приводят и вычислительные ошибки, и присутствие шума в сигнале, вызывая появление в (16), составляющих, не согласующихся с корнями изображения  $X(p)$  сигнала.

Уравнение (14), справедливое для континуума  $t$ , сохраняет силу и в случае, когда оно будет записано для дискретных моментов времени  $t_k = kT_s$  ( $k \geq M$ ):

$$\sum_{m=0}^M a_m x(t_k - mT_s) = \sum_{m=0}^M a_m x(kT_s - mT_s) = 0. \quad (19)$$

Видно, что в этом случае мы уже имеем дело с цифровой моделью, которая будет использовать отсчеты цифрового сигнала  $x(kT_s)$  или  $x(k)$ . Применяв к нему  $Z$ -преобразование

$$X(z) \sum_{m=0}^M a_m \underline{z}^{-m} = 0$$

и учитывая, что  $X(z) = 0$ , получим характеристическое уравнение для цифровой модели, совпадающее с (16). Иными словами, цифровая модель

$$a_0 \hat{x}(k) = - \sum_{m=0}^M a_m x(k-m) \quad (20)$$

адекватна в дискретные моменты  $t_k = kT_s$  непрерывной модели (13) и может быть использована в структурном анализе сигнала  $x(k)$ , полученного из сигнала  $x(t)$  путем дискретизации. Корни  $p_i$ , соответствующие слагаемым сигнала  $x(t)$  текущего режима  $F^q$ , согласуются с корнями характеристического уравнения модели (19) аналогично корням непрерывной модели в соответствии с (17) и (18).

Таким образом, и непрерывные (13) и цифровая (20) модели обеспечивают определение корней изображения сигнала линейной системы, а значит, формируют основу для идентификации структуры сигнала. Ее математическая база формируется выражениями (16)–(18).

**Гибридные модели сигналов переходного режима сети.** Во множестве практических случаев в сигнале существенно присутствуют лишь основная гармоника и аperiodическая составляющая. И, как правило, частота основной гармоники известна; в цифровой релейной защите это обеспечивается модулем мониторинга частоты. Поэтому удобно учитывать основную гармонику неадаптивным оператором, а задачу определения аperiodической составляющей и учет шума лучше переложить на адаптивный оператор. Рассматривая задачу структурного анализа под этим углом зрения, приходим к гибридным моделям – структурам, имеющим наибольшую гибкость, поскольку они сочетают в себе универсальность адаптивных (20) и эффективность неадаптивных моделей (10):

$$a_0 \hat{x}(k) = N_{r+2} \{x(k) : \cos(k\alpha) : \sin(k\alpha)\} - \sum_{m=0}^M a_m x(k-m). \quad (21)$$

Методы настройки гибридных моделей аналогичны методам настройки адаптивных моделей.

Однако оценки параметров неадаптивного оператора  $N_{r+2}$  будут иметь смещение, вызванное действием адаптивного оператора на входной сигнал. Оно легко устраняется путем коррекции ортогональных составляющих с учетом частотной характеристики адаптивного оператора модели (21) [3].

Эффективность гибридных моделей продемонстрируем на примере обработки сигнала переходного режима, приведенного в [6]. Как показано в цитируемой работе, сигнал содержит основную гармонику и аperiodическую составляющую:

$$x(k) = 2,72 \cos\left(k\pi 50 \frac{18}{600} + 2,77\right) + 2,27(0,9418)^k + n(k), \quad (22)$$

где  $n(k)$  – шум. Чисто адаптивные модели обеспечивают распознавание сигнала при порядке выше 13. А гибридная модель

$$\hat{x}(k) = -\hat{c}(k) \cos(k\alpha) + \hat{s}(k) \sin(k\alpha) - \sum_{m=0}^M a_m x(k-m)$$

где  $\alpha = \frac{\pi s_0}{600} \text{ с}^{-1}$ , обеспечивает распознавание сигнала уже при  $M=1$ . Настроенная на сигнал гибридная модель

$$\hat{x}(k) = 0,467 \cos(k\alpha) + 0,537 \sin(k\alpha) + 0,940x(k-1)$$

определяет компонентную модель, достаточно близкую к модели (22):

$$x(k) = 2,736 \cos\left(\frac{k\pi 50}{600} + 2,787\right) + 2,27(0,940)^k.$$

**Сигналы с высокой частотой дискретизации и их модели.** Дальнейшая эволюция метода связана с развитием моделей для цифровых систем релейной защиты и автоматики с высокой частотой дискретизации входных сигналов. Особенность обработки таких сигналов заключается в том, что при высокой частоте дискретизации изменения сигнала в пределах окна наблюдения становятся слабо различимыми. Несложно показать, что при  $T_s \rightarrow 0$  отсчет  $x(kT_s + T_s)$  сигнала будет приближаться к отсчету  $x(kT_s)$ , в связи с чем каким бы сложным не был сигнал  $x(t)$ , его представление в виде ряда

$$\begin{aligned} x(kT_s + T_s) &= x(kT_s) + \frac{1}{1!} x'(kT_s)T_s + \frac{1}{2!} x''(kT_s)T_s^2 + \dots \\ &\dots + \frac{1}{n!} x^{(n)}(kT_s)T_s^n + \dots \end{aligned} \quad (23)$$

при малых конечных значениях  $T_s$  будет стремиться к линейной составляющей разложения, последовательно теряя в разложении (23) составляющие более высокого порядка

$$O(T_s^n) = \frac{1}{n!} x^{(n)}(kT_s)T_s^n. \quad (24)$$

Теоретически при отсутствии шума модель (23) при любом  $T_s$  будет правильно представлять отсчет  $x(kT_s + T_s)$ , но появление шума в сигнале приводит к искажению им составляющих высокого порядка (24), поскольку при уменьшении периода дискретизации  $T_s$  изменение сигнала на интервале дискретизации становится неразличимым и будет соизмеримым с шумом в сигнале. Поэтому при некотором малом  $T_s$  модель (23) теряет свою эффективность. Этим же объясняется ухудшение распознающей способности структурных моделей (20) при чрезмерном повышении частоты дискретизации.

Один из возможных путей повышения эффективности моделей при высокой частоте дискретизации сигнала виден непосредственно

из анализа зависимости (24). Для повышения распознаваемости сигнала нужно увеличить расстояние между отсчетами сигнала, поскольку это создает условия для повышения уровня составляющих (24). Это приводит к задаче виртуального изменения частоты дискретизации [14].

Наиболее эффективное ее решение достигается путем внутримодельной децимации отсчетов, хотя для формирования оценки текущего отсчета сигнала используются отсчеты с изначальной частотой дискретизации. Структурная модель, представляющий собой линейный оператор, в этом случае записывается следующим образом:

$$a_0 \hat{x}(k) = T_{M,\nu} \{x(k)\} = - \sum_{m=0}^M a_m x(k-m), \quad k \geq M\nu, \quad (25)$$

где коэффициент  $\nu$  определяет шаг внутримодельной децимации отсчетов входного сигнала;  $\nu=1$ , если нет децимации.

При внутримодельной децимации растет расстояние между отсчетами, в связи с чем составляющие (24) растут, а уровень шума остается прежним. Замечательное свойство этого метода заключается еще и в том, что, несмотря на внутримодельную децимацию, в процессе распознавания сигнала участвуют почти все отсчеты сигнала с изначальной частотой дискретизации, т.е. внутримодельная децимация не приводит к существенному росту необходимой для распознавания длины отрезка сигнала.

**Декомпозиция составляющих сигнала с высокой частотой дискретизации.** Декомпозиция составляющих – разделение сигнала на известные компоненты и остаточный сигнал – один из эффективных методов повышения распознаваемости сигнала электроэнергетической системы в переходном режиме [14, 15]. Частным случаем задачи декомпозиции составляющих является, например, разделение сигнала на основную гармонику и свободную составляющую.

Особенность процедуры декомпозиции в этом случае заключается в рекуррентном выделении из сигнала составляющих текущего режима, используя отсчеты внутримодельной децимации. При этом рекурсия по времени осуществляется на поле отсчетов входного сигнала с первоначальной частотой дискретизации. На рис. 1 и 2 показаны результаты декомпозиции сигнала реального короткого замыкания (22) моделью основной гармоники

$$T_{2,\nu}\{x(k)\} = 2 \cos(\nu \omega_0 T_s) x(k - \nu) - x(k - 2\nu) \quad (26)$$

без ( $\nu=1$ ) и с внутримодельной децимацией ( $\nu=3$ ).

Как видно из рис. 1, отсчеты модели (25) без внутримодельной децимации ( $\nu=1$ ) очень близки к отсчетам сигнала переходного режима. В связи с этим в невязке

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k) = x(k) - T_{2,\nu}\{x(k)\} \quad (27)$$

апериодическая составляющая представлена слабо (кривая 2) и практически неощутима на фоне шума. Это вызвано особенностями экспоненциальной и амплитудно-частотной характеристик фильтра (27). На исходной частоте дискретизации (при  $\nu=1$ ) усиление фильтром апериодической составляющей мало, и в то же время из-за неоптимальной частоты дискретизации фильтр сильно подчеркивает высокочастотные составляющие в остаточном сигнале. Это свойство фильтра наиболее отчетливо проявляется на кривой остаточного сигнала (кривая 3), полученной из кривой 2 с учетом коэффициента подавления фильтром апериодической составляющей. Учет

влияния фильтра позволяет восстановить действительный уровень апериодической составляющей, но не изменит отношения сигнал/шум, которое так и останется малым. Поэтому распознавание апериодической составляющей по отсчетам с исходной частотой дискретизации будет сильно затруднено.

Фильтр (27) при внутримодельной децимации подавляет апериодическую составляющую меньше, чем при сигнале с первоначальной частотой дискретизации: при  $\nu=3$  коэффициент усиления постоянной составляющей в 8,6 раз выше, чем при  $\nu=1$ . Наряду с этим усиление высокочастотных составляющих ниже, чем у фильтра без внутримодельной децимации. Поэтому внутримодельная децимация существенно повышает уровень отношения сигнал/шум в остаточном сигнале (рис.2), улучшая условия распознавания апериодической составляющей.

## Выводы

1. Множество базисных сигналов электрической системы единственно, в связи с чем

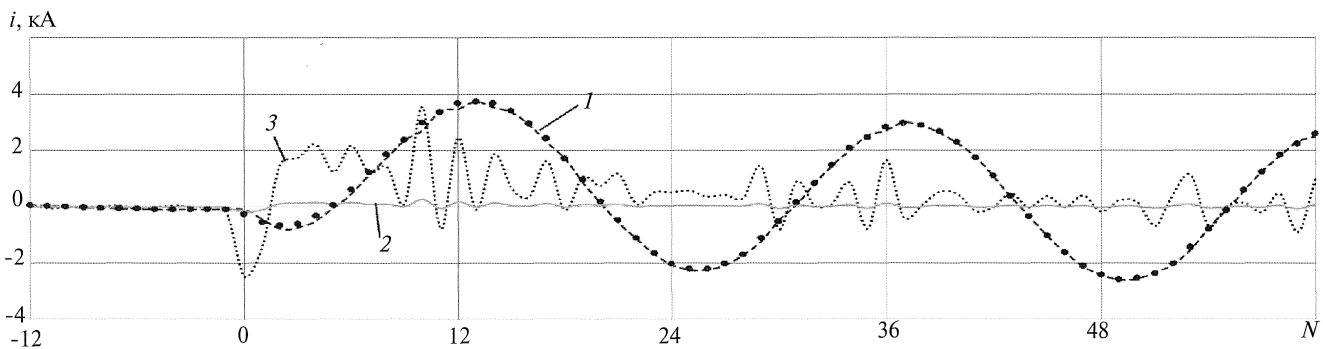


Рис. 1. Влияние модели гармоник на составляющие свободного процесса тока короткого замыкания при высокой частоте дискретизации: ● – отсчеты сигнала; 1 – оценка отсчетов сигнала моделью гармоник (26) при частоте дискретизации 1200 Гц ( $\nu=1$ ); 2 – остаточный сигнал (27), представляющий сумму апериодической составляющей и шума и полученный как разность между отсчетами сигнала и кривой 1; 3 – то же, что и 2 с учетом влияния фильтра основной гармоник на апериодическую составляющую. Из-за значительного подавления фильтром апериодической составляющей на интервале короткого замыкания отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 мало

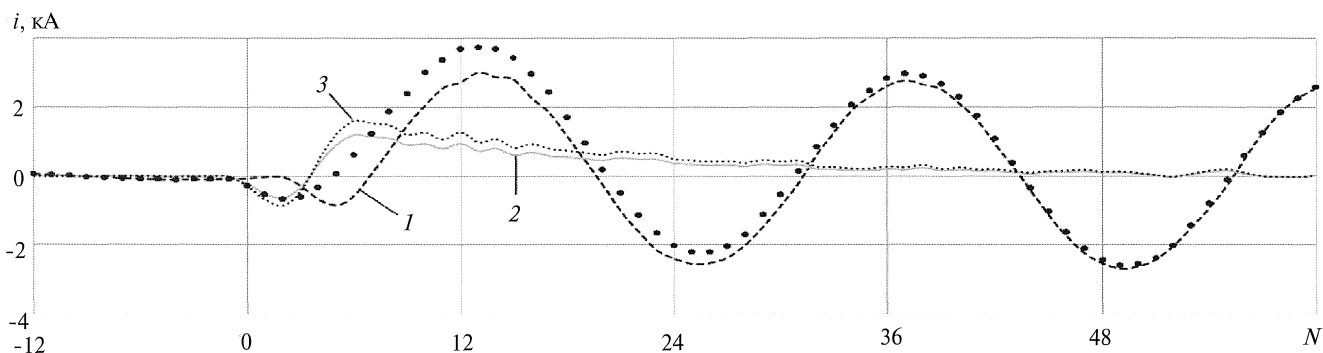


Рис. 2. Повышение распознающей способности сигнала за счет внутримодельной децимации: ● – отсчеты сигнала; 1 – кривая, построенная по оценкам модели гармоник (26) с внутримодельной децимацией  $\nu=3$  (виртуальная частота дискретизации 400 Гц); обозначение остальных кривых даны на рис. 1. Отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 значительно

компонентный состав (структура) электрической величины для разных режимов электрической системы различается лишь структурой принужденной составляющей.

2. Адаптивные структурные модели способны распознать сигналы электрических систем, не привлекая априорной информации о структуре сигнала. Компоненты распознаваемого сигнала будут адекватно представлены в адаптивных моделях и ассоциированы с множеством базисных сигналов (собственных мод) реакции электрической сети.

3. Универсальность адаптивных структур позволяет строить модели сигналов для всего многообразия режимов работы электрической сети, однако для периодического режима оптимальны неадаптивные операторы, а для сигналов переходного режима эффективны гибридные модели.

4. Повышение частоты дискретизации входных сигналов цифровой релейной защиты приводит к слабой различимости изменений сигнала в пределах окна наблюдения и, как следствие, к потере распознающей способности моделей. Необходимые качества алгоритмов структурного анализа сигналов с высокой частотой дискретизации удается сохранить при использовании внутримодельной децимации отсчетов.

### Список литературы

1. Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем. М.: НТФ «Энергопрогресс», 2000.
2. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Фомин А.И. Алгоритмы Фурье для быстродействующих цифровых защит / Междунар. научно-практич. конф. и выставки РЕЛАВЭКСПО-2012. Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем России. Чебоксары. 17–20 апр. 2012.
3. Антонов В.И., Лямец Ю.Я. Разрешающая способность метода наименьших квадратов при оценивании основной гармоники тока короткого замыкания // Изв. вузов. Энергетика. 1990. №2.
4. Антонов В.И. Структурный анализ входных сигналов цифровых систем релейной защиты и противоаварийной автоматики // Электротехника. 1995. № 6
5. Заде Л., Дезоер Ч. Теория линейных систем (Метод пространства состояний). М.: Наука, 1970.
6. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И. Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электричество. 2012. №11.
7. Лазарева Н.М., Антонов В.И., Овечкин Ю.А., Пуляев В.И. Методы структурной компрессии цифровых электроэнергетических сигналов // Вестник Чувашского ун-та. 1997. №1.

8. Лазарева Н.М. Алгоритмы структурной компрессии цифровых осциллограмм сигналов электроэнергетических систем. Дис... канд. техн. наук. Чебоксары, 1997.

9. Антонов В.И., Лазарева Н.М. Реконструкция сигнала электротехнической системы по ее информационной модели / Тезисы докл. Всерос. межвуз. науч.-технич. конф. «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1996.

10. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Ахметзянов С.Х. Определение места повреждения линии электропередачи по компонентам свободного процесса // Электротехника. 1993. №3.

11. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М. Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики // Электротехника. 2012. №1.

12. Вакман Д.Е., Вайнштейн Л.А. Амплитуда, фаза, частота – основные понятия теории колебаний // Успехи физических наук. 1977. Т. 123. Вып. 4.

13. Антонов В.И., Лазарева Н.М., Шевцов В.М. Неадаптивные алгоритмы оперативной обработки сигналов релейной защиты и автоматики // Вестник Чувашского ун-та. 1995. №2

14. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М., Ольгина М.А. Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем // Вестник Чувашского ун-та. 2000. № 3–4.

15. Антонов В.И., Ильин А.А., Фомин А.И., Солдатов А.В. Новый метод декомпозиции сигналов электроэнергетических систем по собственным модам / Материалы 10-й Всерос. науч.-технич. конф. «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем». Чебоксары: Изд-во Чувашского ун-та, 2013.

**Антонов Владислав Иванович** – доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики Чувашского государственного университета (ЧГУ), Главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА», канд. техн. наук. Окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета в 1978 г. Защитил в Ленинградском политехническом институте диссертацию по теме «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи» в 1985 г.

**Наумов Владимир Александрович** – директор по развитию ООО НПП «ЭКРА», канд. техн. наук. Окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета в 2001 г. Защитил во ВНИИЭ диссертацию по теме «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор» в 2005 г.

**Фомин Алексей Иванович** – инженер отдела РЗА станционного оборудования ООО «НПП ЭКРА». Окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета в 2010 г.

**Солдатов Александр Вячеславович** – заведующий сектором отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА». Окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета в 2006 г.