

Структурный анализ входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики

В.И. АНТОНОВ, В.А. НАУМОВ, А.М. НАУМОВ, А.И. ФОМИН, А.В. СОЛДАТОВ
ООО НПП «ЭКРА», Чувашский государственный университет, г.Чебоксары, Россия

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА

Структурный анализ сигналов, неадаптивные модели, адаптивные структурные модели, гибридные модели, эффективные модели, модели сигналов с высокой частотой дискретизации.

Широкое использование в релейной защите основной гармоники как фундаментального носителя информации о состоянии защищаемого энергообъекта часто создает совершенно необоснованную иллюзию, что для оценки ее параметров вполне можно ограничиться простыми алгоритмами цифровой обработки, например, известными алгоритмами Фурье [h1– h2]. На самом же деле, прецизионная оценка параметров основной гармоники как одной из составных частей сигнала переходного процесса в электрической сети в принципе невозможна без учета в модели сигнала и остальных составляющих [h3]. Поэтому для оценки информационных параметров основной гармоники необходимо определить всю структуру сигнала. Это означает, что 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 электроэнергетической системы и составляющих принужденного режима.

В настоящем докладе развиваются основы теории адаптивного структурного анализа входных сигналов релейной защиты и автоматики, положения которой изначально были изложены в работе [h4].

Постановка задачи.

Не будет сильным ограничением, если принять, что процессы мониторинга состояния электрической системы намного опережают процессы изменения ее структуры. Поэтому можно представить электрическую сеть как систему с постоянной структурой, имеющей системную функцию в виде отношения полиномов с постоянными коэффициентами:

$$H(p) = \frac{B_m(p)}{A_n(p)}. \quad (B1)$$

Тогда сигнал $x(t)$ на входе релейной защиты будет состоять из составляющих принужденного режима

$$x_p(t) \xrightarrow{\text{полносы } U(p)} H(p)U(p) \quad (B2)$$

и свободного движения электрической сети:

$$(B3)$$

где многочлен $C_r(p)$ учитывает начальные условия перехода электрической системы от предшествующего режима к текущему. Как видно из (B2) и (B3), структура сигнала

$$x(t) = x_p(t) + x_f(t) \quad (B4)$$

полностью определяется корнями характеристического уравнения

$$A_n(p) = a_n(p - p_1) \dots (p - p_n) = 0, \quad (B5)$$

и полюсами изображения $U(p)$.

Следуя [h5], множество составляющих свободного процесса $B = \{\phi_1(t), \dots, \phi_n(t)\}$, соответствующее корням характеристического уравнения (B5), будем называть множеством *базисных сигналов* или множеством *собственных мод* реакции электрической сети. Очевидно, что размер

множества базисных сигналов совпадает с порядком n электрической системы, а сигнал свободного процесса может быть представлен как

$$x_f(t) = A_1 \phi_1(t) + \dots + A_n \phi_n(t) \quad (B6)$$

где постоянные коэффициенты $A_1, \dots, A_n$ в общем случае принадлежат пространству комплексных чисел.

Множество базисных сигналов B , дополненное составляющими принужденного режима (B2), образует множество *слагаемых текущего режима* электрической сети:

$$F = B \cup x_f(t) \quad (B6+1)$$

Как видно из (B5), множество базисных сигналов единственно и неизменно для конкретной электрической сети, в связи с чем структура сигнала (B4) для разных режимов одной и той же сети различается лишь структурой принужденной составляющей $x_f(t)$.

Таким образом, структурный анализ сигнала заключается в разложении (декомпозиции) сигнала на множество слагаемых текущего режима F с последующим определением их параметров. Модели, используемые при структурном анализе, должны быть адаптивными, то есть не иметь заведомо 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, 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).

Структурный анализ сигнала включает в себя следующие задачи:

1) *сегментация* сигнала. Результатом сегментации сигнала является множество *интервалов однородности*, на каждом из которых компонентный состав сигнала является;

2) построение *эффективных* структурных моделей сигнала на каждом сегменте (интервале однородности) [h5+1]. Общий порядок адаптивной модели M может быть намного больше размера $\dim(F)$ множества F , но эффективный порядок модели M_e должен быть максимально близок к нему; в идеальном случае

$$M = M_e + M_{ex}, \quad M_e = \dim(F), \quad (B6+2)$$

(M_{ex} – избыточность порядка, вызванная наличием шумов в распознаваемом сигнале). Только в этом случае гарантируется правильная оценка компонентов множества F , и тогда каждый из этих компонентов несет часть необходимой информации о структуре и параметрах защищаемого объекта электрической сети;

3) построение *редуцированных* компонентных моделей сигнала на интервалах однородности. Компонентная модель будет редуцированной, если она содержит только слагаемые множества F . С этой целью в процедуре построения компонентной модели должна быть предусмотрена операция *селекции* корней характеристического полинома эффективной адаптивной модели. Она должна исключать корни, соответствующие компонентам, нереализуемым физически (не казуальным) или не принадлежащим множеству F [h1];

4) решение обратной задачи структурного анализа. Построение компактной структурной модели сигнала для задач компрессии, хранения и передачи осциллограмм на удаленный сервер [h6, h7+1], реконструкция сигналов с учетом влияния характеристик каналов измерения [h7], построение моделей защищаемого объекта для различных компонентов сигнала [h8] и так далее.

Основным инструментом метода является адаптивная структурная модель, обладающая универсальной способностью распознавать структуру сигнала любой сложности, опираясь лишь на предположение о линейности и инвариантности во времени электрической сети, породившей сигнал. [h9]. В то же время, стремление к эффективной реализации задач практического приложения приводит к многообразию вариантов моделей, хотя они все так или иначе подчинены единой цели структурного анализа. В установившемся периодическом режиме электрической системы наиболее эффективны

неадаптивные модели, в общем случае содержащие в себе линейный оператор с предварительно заданной частотной характеристикой (например, подавление гармоник сигнала). В переходном режиме сети не обойтись без адаптивных моделей, но наибольшую гибкость имеют гибридные структуры (*гибридные модели*), сочетающие в себе универсальность адаптивных и эффективность неадаптивных моделей. Они наилучшим образом приспособлены для реализации в терминалах цифровой защиты.

Далее рассматриваются модели сигналов и задачи, возникающие при структурном анализе входных величин цифровой релейной защиты и автоматики.

Сигналы и их модели в установившемся периодическом режиме электрической сети.

Основная гармоника цифрового сигнала $x(k)$ в этом случае определяется соотношением

$$x_1(k) = X_{m1} \cos(k\omega_1 T_s + \psi) = c \cos(k\omega_1 T_s) - s \sin(k\omega_1 T_s), \quad (B7)$$

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} [h10], T_s - период дискретизации. В релейной защите c и s получили название ортогональных составляющих (ортосоставляющих). Они связаны с амплитудой X_{m1}

и начальной фазой ψ сигнала следующими соотношениями:

$$c = X_{m1} \cos \psi, \quad s = X_{m1} \sin \psi, \quad X_{m1} = \sqrt{c^2 + s^2}, \quad \psi = \tan^{-1} \left(\frac{s}{c} \right). \quad (B8)$$

Определение ортосоставляющих обычно сводят к решению задачи метода наименьших квадратов [h3]

$$E(c, s) = \min_{c, s} \sum_{i=k-n+1}^k e^2(i), \quad (B9)$$

принимая в качестве модели сигнала неадаптивный оператор второго порядка [h11]

$$\hat{x}_1(k) = N_2 \{ \cos(k\alpha); \sin(k\alpha) \} = \hat{c}(k) \cos(k\alpha) - \hat{s}(k) \sin(k\alpha). \quad (B10)$$

Здесь $\hat{c}(k)$ и $\hat{s}(k)$ - искомые оценки ортосоставляющих, n - размер выборки отсчетов сигнала, участвующей в решении задачи (B9), $\alpha = \omega_0 T_s$ - угловое расстояние между двумя отсчетами при номинальной частоте ω_0 , kT_s - текущее дискретное время.

В общем случае сигнал периодического режима содержит и высшие гармоники, поэтому желательно предусмотреть их в модели (B10) в виде дополнительного линейного оператора $B_q \{x(k)\}$ с заданной частотной характеристикой. Порядок q оператора выбирается исходя из числа высших гармоник, подлежащих подавлению им. Например, подавление 3-ей и 5-ой гармоник в сигнале обеспечивается оператором

$$B_2 \{x(k)\} = -x(k-4) - (b_3 + b_5)[x(k-3) + x(k-1)] - (2 + b_3 b_5)x(k-2) \quad (B11)$$

где

$$b_i = 2 \cos i \omega_0 T_s, \quad i = 3, 5. \quad (B12)$$

Тогда, выражая невязку как разность между отсчетом сигнала $x(k)$ и его моделью

$$\hat{x}(k) = N_{q+2} \{x(k); \cos(k\alpha); \sin(k\alpha)\} = B_q \{x(k)\} - \hat{c}(k) \cos(k\alpha) + \hat{s}(k) \sin(k\alpha), \quad (B121)$$

а именно

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k), \quad (B13)$$

можно получить решение задачи (B9) в виде системы двух уравнений [h1]

$$x(k) \sum_{l=k-n+1}^k \cos(l\alpha) \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix} - y(k) \sum_{l=k-n+1}^k \sin(l\alpha) \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix} =$$

(Б14)

Если принять $n = N = 2\pi/\alpha$, то уравнения в системе (Б14) становятся независимыми. Тогда ортосоставляющие можно определять следующим образом:

$$\begin{Bmatrix} x(k) \\ -y(k) \end{Bmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{l=k-n+1}^k [x(l) - B_q(x(l))] \begin{Bmatrix} \cos(l\alpha) \\ \sin(l\alpha) \end{Bmatrix}$$

(Б15)

Нетрудно видеть, что выражения (Б15) представляют собой классический алгоритм Фурье.

В работе [h2] предложен алгоритм настройки неадаптивной модели (Б10) в случае синхронной дискретизации сигнала, когда система автоподстройки частоты дискретизации поддерживает постоянной величину $\omega_1 T_s = \alpha = 2\pi/N$. Предложенный метод наложения промежуточных неадаптивных моделей вида (Б121) позволяет избежать решения системы (Б14), что существенно упрощает реализацию алгоритма в терминалах релейной защиты и автоматики.

Сигналы переходного режима сети и адаптивные структурные модели [h9].

В переходном режиме сигнал $x(t)$ носит нестационарный характер, и модели должны учитывать это свойство сигнала. Кроме того, они должны обладать универсальностью, заключающейся в их способности адаптироваться к сигналу любой структуры и сложности, слагаемые которого принадлежат множеству F . В классе непрерывных моделей такой сигнал электрической сети $x(t)$ может быть представлен взвешенной совокупностью его предшествующих реализаций

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

(ф7)

Здесь M – порядок модели $x(t)$, он должен удовлетворять условию (Б6+2), T_m – сдвиг m -ой реализации относительно текущего времени t .

При отсутствии шума в сигнале $x(t)$ порядок модели $M = \dim(F)$ и настроенная модель полностью соответствует сигналу

$$a_0 x(t) + \sum_{m=1}^{\dim(F)} a_m x(t - T_m) = 0.$$

(ф8)

Преобразуя полученное выражение по Лапласу, приходим к следующему равенству:

$$X(p) \sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m e^{-pT_m} = 0.$$

(ф9)

Поскольку сигнал $x(t) \neq 0$, то и $X(p) \neq 0$. Тогда из (ф9) следует, что

$$\sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m e^{-pT_m} = 0.$$

(ф10)

Выражение (ф10) представляет собой характеристическое уравнение модели (ф7).

Во избежание трансцендентности в уравнении, необходимо выбирать T_m таким образом, чтобы они были кратными какому-либо периоду T_s , лучше так, что $T_m = mT_s$. Тогда (ф10) существенно упростится:

$$\sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m e^{-p_m T_s} = 0 \quad (ф11)$$

Вводя новую переменную $\underline{z} = e^{p T_s}$, получим алгебраический вид уравнения (ф11):

$$\sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m \underline{z}^{-m} = 0. \quad (ф12)$$

Поскольку (ф12) представляет собой составную часть уравнения (ф9), то несложно видеть, что его корни $\underline{\xi}_i$ должны согласоваться с корнями p_i изображения сигнала $X(p)$ следующим образом:

$$\underline{z}(p_i) = e^{p_i T_s} = \underline{\xi}_i \quad (ф13)$$

или

$$p_i = \frac{1}{T_s} \ln \underline{\xi}_i \quad (ф14)$$

В общем случае порядок M модели может отличаться от порядка сигнала $X(p)$, но, очевидно, что всегда $M \geq \dim(F)$. К повышению порядка модели приводят и вычислительные ошибки, и присутствие шума в сигнале, вызывая в (ф12) составляющие, не согласующиеся с корнями изображения $X(p)$ сигнала.

Уравнение (ф8), справедливое для континуума t , сохраняет силу и в случае, когда оно будет записано для дискретных моментов времени $t_k = kT_s$ [$k > \dim(F)$]:

$$\sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m x(t_k - mT_s) = \sum_{m=0}^{\dim(F)} a_m x(kT_s - mT_s) = 0 \quad (ф16)$$

Видно, что в этом случае мы уже имеем дело с цифровой моделью, которая будет использовать цифровые отсчеты сигнала $x(kT_s)$ или $x(k)$. Применив к нему Z-преобразование, получим аналогичное (ф9) выражение:

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

где $\underline{z} = e^{p T_s}$ как и в случае непрерывной модели (ф7). И поскольку $X(z) \neq 0$, то для цифровой модели получим характеристическое уравнение, совпадающее с (ф12). Иными словами, цифровая модель

$$a_0 x(k) - \sum_{m=1}^{\dim(F)} a_m x(k-m) \quad (ф17)$$

адекватна в дискретные моменты $t_k = kT_s$ непрерывной модели (ф7) и может быть использована в структурном анализе сигнала $x(k)$, полученного из сигнала $x(t)$. Корни p_i , соответствующие слагаемым текущего режима F сигнала $x(t)$, согласуются с корнями характеристического уравнения модели (ф16) аналогично корням непрерывной модели в соответствии с (ф13) и (ф14).

Таким образом, и непрерывные (ф7) и (ф11) и цифровая (ф17) модели обеспечивают определение корней изображения сигнала линейной системы, а значит, формируют основу для идентификации структуры сигнала. Ее математическая база формируется выражениями (ф12)–(ф14).

Гибридные модели сигналов переходного режима сети.

Адаптивные модели (ф17) применимы для структурного анализа сигналов электрической сети как в установившемся, так и переходном режимах. Но их эффективность при распознавании сигналов периодического режима сети, содержащих, в частности, кратные гармоники, уступает неадаптивным моделям, поскольку наличие шума в сигнале приводит к повышению общего порядка M адаптивной модели:

$$a_0 x(k) - \sum_{m=1}^M a_m x(k-m) \quad (ф18)$$

Генеральное свойство (Б6+2) эффективных структурных моделей обеспечит надлежащую декомпозицию сигнала на слагаемые текущего режима F , но часть ресурса модели будет использована для преодоления шума [h5+1]. Поэтому при обработке периодического режима неадаптивные модели вида (Б10) и (Б121) имеют преимущество перед адаптивными.

Однако в сигнале часто существенно присутствуют лишь основная гармоника и аperiodическая составляющая. Согласно (Б6+2) порядок эффективной модели в этом случае должен быть равен 3. Но наличие шума, даже не столь значительного, приводит к увеличению общего порядка адаптивной модели до 13-15 [h5+1].

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 (ф18) и эффективность неадаптивных моделей (Б121):

$$a_0 x(k) = N_{q+2} \{ x(k) \cos(k\alpha) + \sin(k\alpha) \} - \sum_{m=1}^M a_m x(k-m) \quad (ф19)$$

Методы настройки гибридных моделей аналогичны методам настройки адаптивных моделей.

Необходимо помнить, что оценки параметров неадаптивного оператора N_{q+2} будут иметь смещение, вызванное действием адаптивного оператора на входной сигнал. Оно легко устраняется с помощью частотной характеристики адаптивного оператора (ф19) [h3].

Для иллюстрации эффективности гибридных моделей приведем пример обработки ими сигнала переходного режима, приведенного в [h5+1]. Как показано в цитируемой работе, сигнал содержит основную гармонику и аperiodическую составляющую:

$$x(k) = 2,72 \cos\left(\frac{k\pi 50,18}{600} + 2,77\right) + 2,27(0,9418)^k + n(k) \quad (ф20)$$

где $n(k)$ – шум. Адаптивные модели обеспечивают распознавание сигнала при порядке выше 13. Гибридная модель

$$x(k) = -\hat{x}(k) \cos(k\alpha) + \hat{y}(k) \sin(k\alpha) - \sum_{m=1}^M a_m x(k-m) \quad (ф21)$$

где $\alpha = \frac{\pi 50}{600} \cdot c^{-1}$, обеспечивает распознавание сигнала при $M = 1$. Настроенная на сигнал [h5+1] модель будет следующей:

$$\hat{x}(k) = 0,467 \cos(k\alpha) + 0,537 \sin(k\alpha) + 0,940 x(k-1), \quad (ф23)$$

и компонентная модель достаточно близка к модели (ф20):

$$x(k) = 2,736 \cos\left(\frac{k\pi 50}{600} + 2,787\right) + 2,27(0,940)^k \quad (ф22)$$

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 и ни был сложным сигнал $x(t)$, его представление в виде ряда

$$x(kT_s + T_s) = x(kT_s) + \frac{1}{1!} x'(kT_s) T_s + \frac{1}{2!} x''(kT_s) T_s^2 + \dots + \frac{1}{n!} x^{(n)}(kT_s) T_s^n + \dots \quad (ф24)$$

при малых конечных значениях T_s будет стремиться к линейной составляющей разложения, последовательно теряя в разложении (Ф24) составляющие более высокого порядка

$$O(T_s^n) = \frac{1}{n!} x^{(n)}(T_s) T_s^n \quad (\text{ф25})$$

Теоретически при отсутствии шума модель (ф24) при любом T_s будет правильно представлять отсчет $x(kT_s + T_s)$, но появление шума в сигнале приводит к искажению составляющих высшего порядка (ф25), поскольку при уменьшении периода дискретизации T_s изменение сигнала на интервале дискретизации становится неразличимой и будет соизмеримой с шумом в сигнале. Поэтому при некотором малом T_s модель (1) теряет свою эффективность. Этим же объясняется ухудшение распознающей способности структурных моделей при чрезмерном повышении частоты дискретизации.

Один из возможных путей повышения эффективности моделей при высокой частоте дискретизации сигнала виден непосредственно из анализа зависимости (ф25). Несложно видеть, что для повышения распознаваемости сигнала нужно увеличить расстояние между отсчетами сигнала, поскольку это создает условия для повышения уровня составляющих (ф25). Это приводит к задаче виртуального изменения частоты дискретизации [h12].

Наиболее эффективное ее решение достигается путем внутримодельной децимации отсчетов, используемых для формирования оценки текущего отсчета сигнала с изначальной частотой дискретизации. Структурная модель в этом случае записывается следующим образом:

$$a_0 x(k) = B_{M/v} \{x(k)\} = - \sum_{m=1}^M a_m x(k - mv), \quad k \geq Mv \quad (\text{ф26})$$

где коэффициент v определяет внутримодельную децимацию отсчетов входного сигнала; $v = 1$, если нет децимации.

При внутримодельной децимации растет расстояние между отсчетами, в связи с чем составляющие (ф25) 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 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 [h12]. Частным случаем задачи декомпозиции составляющих является, например, разделение сигнала на основную гармонику и свободную составляющую.

Особенность процедуры декомпозиции сигнала в этом случае заключается в рекуррентном выделении из сигнала собственных мод на множестве отсчетов, полученных в результате внутримодельной децимации, хотя рекурсия по времени осуществляется на поле отсчетов входного сигнала с первоначальной частотой дискретизации. На рис. 1 и 2 показаны результаты декомпозиции сигнала (ф20) моделью основной гармоники $B_{2,v} \{x(k)\}$ без ($v = 1$) и с внутримодельной децимацией ($v = 3$).

Как видно из рис. 1, отсчеты модели (ф26) без внутримодельной децимации ($v = 1$) очень близки к отсчетам сигнала переходного режима. В связи с этим в невязке

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k) = x(k) - B_{2,v} \{x(k)\}, \quad (\text{ф27})$$

апериодическая составляющая представлена слабо (кривая 2) и практически неощутима на фоне шума. Это вызвано особенностями экспоненциальной и амплитудно-частотной характеристик фильтра (ф27).

при $v =$

На первоначальной частоте дискретизации усиление фильтром апериодической составляющей мало, и в то же время, из-за неоптимальности 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 аperiodической составляющей. Учет влияния фильтра позволяет восстановить действительный уровень аperiodической слагаемой, но не изменит отношения сигнал/шум, которое так и останется малым. Поэтому распознавание аperiodической составляющей по отсчетам с первоначальной частотой дискретизации будет сильно затруднено.

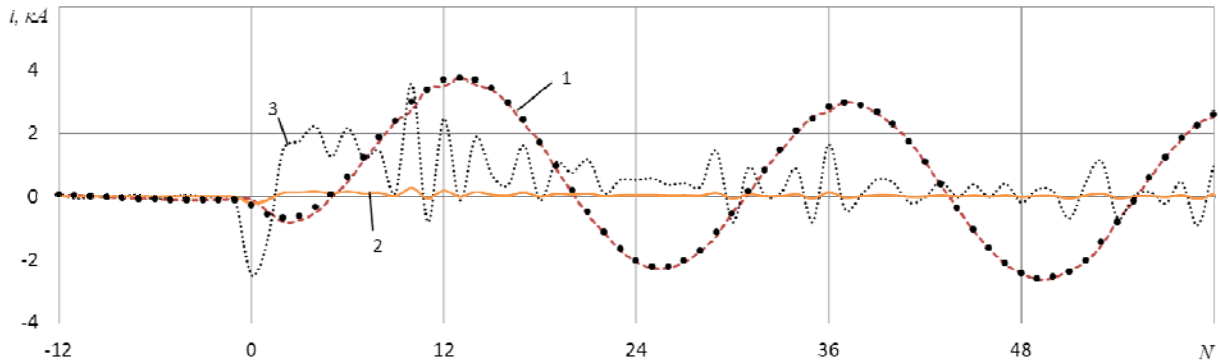


Рисунок 1. Влияние модели гармоники на составляющие свободного процесса тока короткого замыкания при высокой частоте дискретизации: ● — отсчеты сигнала, 1 — оценка отсчетов сигнала моделью гармоники $B_{2,1}(x(2))$ при частоте дискретизации 1200 Гц ($\nu = 1$), 2 — остаточный сигнал (ф27), представляющий сумму аperiodической составляющей и шума и полученный как разность между отсчетами сигнала и кривой 1, 3 — то же, что и 2 с учетом влияния фильтра основной гармоники на аperiodическую составляющую. Из-за значительного подавления фильтром аperiodической составляющей на интервале короткого замыкания отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 мало.

Фильтр (ф27) при внутримодельной децимации подавляет аperiodическую составляющую меньше, чем при сигнале с первоначальной частотой дискретизации: при $\nu = 3$ коэффициент усиления постоянной составляющей 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 аperiodической составляющей.

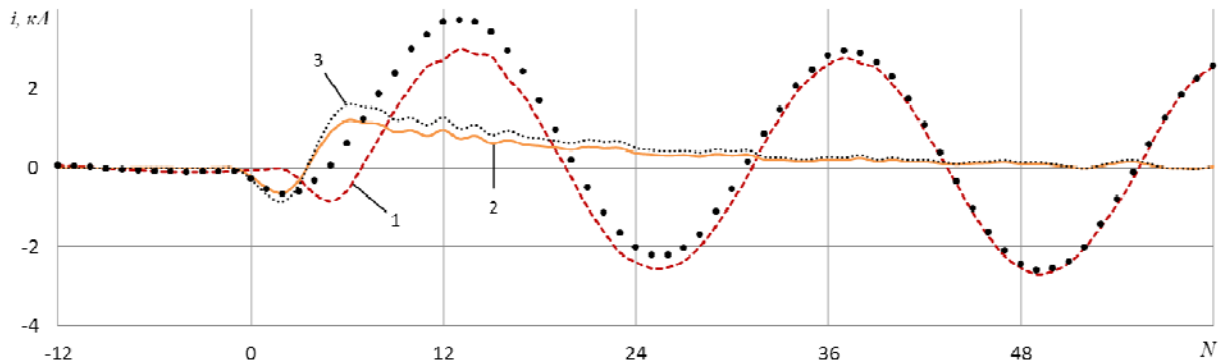


Рисунок 2. Повышение распознающей способности сигнала за счет внутримодельной децимации: ● — отсчеты сигнала, 1 — кривая, построенная по оценкам модели гармоники $B_{2,1}(x(3))$ с внутримодельной децимацией $\nu = 3$, виртуальная частота дискретизации 400 Гц), обозначение остальных кривых даны на рис. 1. Отношение сигнал/шум для остаточного сигнала 2 значительно.

ВЫВОДЫ:

1. Адаптивные структурные модели способны распознать входные сигналы цифровых систем релейной защиты и автоматики, не требуя информации о степени сложности сигнала. Компоненты сигналов электроэнергетической системы будут адекватно представлены в адаптивных моделях, в

связи с чем результаты структурного анализа создают полный базис для информационного анализа и оценки состояния электроэнергетической системы.

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

3. Повышение частоты дискретизации входных сигналов цифровой релейной защиты приводит к слабой различимости изменений сигнала в пределах окна наблюдения и, как следствие, потере распознающей способности моделей. Во избежание возникновения специфичных эффектов при обработке сигналов с высокой частотой дискретизации предлагается использовать внутримодельную децимацию отсчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

h1. **Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И.** Методы обработки цифровых сигналов энергосистем. М.: НТФ «Энергопрогресс», «Энергетик». 2000. - 83 с.

h2+1. **Phadke A.G, Thorp J.S.** Computer Relaying for Power Systems. 2nd Edition. - John Wiley & Sons, Ltd., 2009 - 326 p.

h2. **Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Фомин А.И.** Алгоритмы Фурье для быстродействующих цифровых защит. Сб. тез. и докл. Междунар. научно-практ. конф. и выставки РЕЛАВЭКСПО-2012: Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем России. Чебоксары. 17-20 апр. 2012 г. С.75-76.

h3. **Антонов В.И., Лямец Ю.Я.** Разрешающая способность метода наименьших квадратов при оценивании основной гармоники тока короткого замыкания // Изв. вузов. Энергетика. 1990. №2. С. 48-51.

h4. **Антонов В.И.** Структурный анализ входных сигналов цифровых систем релейной защиты и противоаварийной автоматики // Электротехника. 1995. № 6. С. 56 - 61.

h5. **Заде Л., Дезоер Ч.** Теория линейных систем (Метод пространства состояний) // М., Наука, 1970.

h5+1. **Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И.** Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электричество. 2012. №11. С.2-8.

h6. **Лазарева Н.М., Антонов В.И., Овечкин Ю.А., Пуляев В.И.** Методы структурной компрессии цифровых электроэнергетических сигналов // Вестник Чувашского университета, 1997. №1. С.101-109.

h7. **Антонов В.И., Лазарева Н.М.** Реконструкция сигнала электротехнической системы по ее информационной модели. Тезисы докладов всерос. межвуз. науч.-техн. конф. «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 1996. С.138-140.

h7+1. **Лазарева Н.М.** Алгоритмы структурной компрессии цифровых осциллограмм сигналов электроэнергетических систем. Автореф. дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Чебоксары, 1997. 27 с.

h8. **Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Ахметзянов С.Х.** Определение места повреждения линии электропередачи по компонентам свободного процесса // Электротехника, 1993, №3, с. 60-63.

h9. **Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М.** Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики // Электротехника. 2012. №1. С.52-55.

h10. **Вакман Д.Е., Вайнштейн Л.А.** Амплитуда, фаза, частота - основные понятия теории колебаний // Успехи физических наук, т. 123, вып. 4, 1977, с. 657 - 682.

h11. **Антонов В.И., Лазарева Н.М., Шевцов В.М.** Неадаптивные алгоритмы оперативной обработки сигналов релейной защиты и автоматики // Вестник Чувашского университета. 1995. №2. С. 87-93.

h12. **Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М., Ольгина М.А.** Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем // Вестник Чувашского университета. № 3-4. 2000. С. 82-90.