

УДК 681.51 + 519.6

РАЗЛАДКА, ГОМЕОСТАЗИС, ИЗМЕРЕНИЕ В РАМКАХ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА РАВНОВЕСИЯ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Часть 3: Варианты алгоритмов

Э. П. Тихонов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предлагаются и исследуются на базе общего подхода, рассмотренного в первой части статьи, различные алгоритмы обнаружения разладки. Особенность алгоритмов состоит в том, что они представляют собой модификации адаптивных алгоритмов временной дискретизации и решают задачу обнаружения изменения свойств сигналов в условиях априорной неопределенности.

Ключевые слова – разладка, адаптация, измерение, адаптивные алгоритмы, сходимость.

Введение

В некоторых достаточно распространенных случаях по условиям поставленной задачи обнаружение разладки должно осуществляться либо по отдельным вероятностным характеристикам (ВХ), либо по их совокупности. В последнем случае задача существенно усложняется, так как требуется измерять соответствующие ВХ, к которым относятся не только первые два момента, а и, например, спектральные или корреляционные функции сигналов. При этом проблема неадекватности априорной информации, необходимой для решения задачи разладки, только усугубляется. Поэтому для решения поставленной задачи интересно совместить рассмотренные в первой части статьи [1] методы, использующие принцип симметрии в условиях минимума априорной информации о ВХ сигнала, и алгоритмы вероятностной адаптивной дискретизации (ВАД), исследованные в работах [2, 3]. Алгоритмы ВАД основаны на итерационной коррекции временного интервала дискретизации по результатам сравнения на каждой итерации погрешности восстановления сигнала, которая формируется в соответствии с интерполяционной формулой Лагранжа, с ее заданной величиной. Погрешность допускается априорно задавать как в абсолютном, так и в относительном виде. Однако для того, чтобы использовать рассмотренный в предыдущих ча-

стях статьи [1, 4] метод обнаружения разладки в алгоритмах ВАД, необходимо внести в эти алгоритмы соответствующие изменения. Для этого предварительно рассмотрим аналитически заданные в обобщенном виде алгоритмы ВАД.

Описание и условие сходимости адаптивного алгоритма временной дискретизации

Пусть исходный аналоговый сигнал при преобразовании в цифровой код дискретизируется с постоянным временным шагом дискретизации Δt . Эта операция выполняется во всех информационно-измерительных системах посредством аналого-цифровых преобразователей. В дальнейшем для упрощения записи будем предполагать, что $\Delta t = 1$. Известный алгоритм ВАД для поиска оптимального интервала дискретизации при восстановлении сигнала полиномом m -й степени на временном сегменте $T_c = \sum_{j=0}^m \tau_j$ в соответствии со статьей [2] представляется в виде

$$T_c(k+1) = T_c(k) - \Delta(k) \mu \{ \theta \{ \delta [\varphi_m [t, T_c(k)], y(t) \} \}, \delta_0 \}, \quad (1)$$

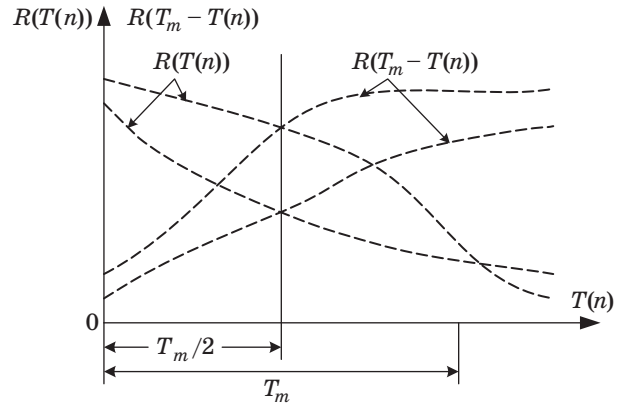
где $T_c(k+1)$ и $T_c(k)$ — значения искомого временного сегмента на $(k+1)$ -м и k -м шаге (такте) итерации, $k = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta(k)$ — некоторая (фокусиру-

ющая) последовательность, влияющая на изменение значения искомого временного сегмента на $(k + 1)$ -м шаге итерации в зависимости от его значения на k -м шаге итерации; $\delta[\varphi_m[\dots], y(t)]$ — текущая погрешность восстановления исходного сигнала $y(t)$ функцией восстановления; $\varphi_m[\dots]$ — функция восстановления, представляющая собой интерполяционный полином m -й степени, построенный по значениям сигнала в точках отсчета $\tau_j(k) = \frac{T_c(k)}{m+1}j, j = 1, 2, 3, \dots, m+1; m$ — индекс,

значение которого определяется порядком m интерполирующего полинома; $\theta\{\dots\}$ — функция меры, оценивающая вид погрешности восстановления сигнала $y(t)$ на временном сегменте T_c ; $\mu\{\theta\{\dots\}, \delta_0\}$ — преобразование, характеризующее изменение отклонения значения функции меры текущей погрешности восстановления сигнала $y(t)$ полиномом m -й степени от ее заданной величины $\delta_0, t \in T_c$.

Отметим, что все временные переменные, входящие в алгоритм (1), и вытекающие из него алгоритмы, рассмотренные ниже по тексту, также кратны шагу дискретизации $\Delta t = 1$, а обозначения t и T_c сохранены для сокращенного обозначения ввиду несущественного влияния их выражения через Δt на результаты исследования.

Сходимость алгоритма (1) к аттрактору обеспечивается тем, что погрешность восстановления сигнала возрастает от нуля с ростом интервала дискретизации до некоторого максимального значения, причем на начальном участке погрешность растет монотонно. Поэтому в пределах достаточно малой погрешности восстановления (по крайней мере, до 10–20 %) существует такое значение интервала дискретизации, при котором в статистическом смысле устанавливается равенство действительной (текущей) погрешности восстановления заданной величине. По существу в этом случае речь идет о равенстве функции регрессии, которая описывает в среднем изменение погрешности восстановления в зависимости от изменения временного сегмента $0 \leq T_c \leq T_{c \max}$, заданной величине δ_0 . Если же построить алгоритм таким образом, что в качестве заданной погрешности восстановления использовать также текущую погрешность восстановления, но изменяющуюся противоположно, т. е. от максимального значения до нуля, то будет устанавливаться по-прежнему некоторое, но, возможно, уже другое устойчивое значение временного сегмента T_c . При этом значении временного сегмента образуется новый аттрактор, при котором обеспечивается в статистическом смысле равенство монотонно возрастающей и монотонно убывающей погрешностей восстановления сигнала (рис. 1). Заметим,



■ Рис. 1. Условия сохранения постоянства параметра T_{c0} для различных по виду автокорреляционных функций сигнала

что применять интерполирующий полином выше 2–3-й степени для решения задачи разладки нецелесообразно.

Обобщенный алгоритм разладки на основе ВАД

Для обнаружения разладки алгоритм (1) в соответствии с обобщенным алгоритмом, предложенным в первой части статьи [1], преобразуем к виду $T_c(k+1) = T_c(k) - \Delta(k)\mu\{\theta_1[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(k)), y(t - T_m))], \theta_2[\delta(\varphi_m(t, T_c(k)), y(t))]\}$, (2)

где $\mu\{\dots\} = \frac{\partial \Psi\{\dots\}}{\partial T_c}$; $\Psi\{\theta_1[\delta(\dots), y(t)], \theta_2[\delta(\dots), y(t)]\}$ — преобразование, которое устанавливается с учетом свойств функции меры или функции качества [2]; $\theta_1[\dots]$ и $\theta_2[\dots]$ — преобразования со свойствами функции меры, описывающей зависимость величины отклонения сигнала $y(t)$ и его задержанного или запомненного значения $y(t - T_m)$ от указанных функций восстановления, т. е. определяющих погрешность восстановления сигнала; T_m — временной параметр, или время памяти, на который задерживается (запоминается) относительно текущего момента времени входной сигнал $y(t)$.

Для дальнейшей конкретизации алгоритма (1) целесообразно представить преобразование $\Psi\{\dots\}$ в виде

$$\Psi\{\dots\} = \Psi\{\theta_1[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(k)), y(t - T_m))] - \theta_2[\delta(\varphi_m(t, T_c(k)), y(t))]\},$$

где в целях обеспечения симметрии рекомендуется брать $\theta_1[\dots] = \theta_2[\dots] = \theta[\dots]$.

В силу свойств симметрии и монотонного изменения усредненной погрешности восстановле-

ния в интересующих нас пределах ее изменения алгоритм (2) сходится к временному сегменту T_{c0} , если выполняется условие

$$M_y\{\mu\{\theta[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_{c0}), y(t - T_m))] - \theta[\delta(\varphi_m(t, T_{c0}), y(t))]\}\} = 0, \quad (3)$$

где $M_y\{\dots\}$ — оператор определения математического ожидания по $y(t)$.

В случае нарушения симметрии между ВХ сигнала в прошлом и настоящем равенство (3) не выполняется, и тем самым фиксируется разладка в темпе с ее наступлением. Нарушение симметрии выражается в том, что соответствующие преобразования, выполненные для запомненных и текущих, т. е. поступающих в реальном масштабе времени, значений сигнала, представленного моделью квазистационарного случайного эргодического процесса, в среднем не совпадают. Причем стационарность сигнала и равенство (3), которые нарушаются в момент наступления разладки, снова восстанавливаются на последующем временном секторе (фрагменте) сигнала.

Пример алгоритма разладки

Представим алгоритм (1) для восстанавливающего полинома нулевой степени и постоянного шага итерации $\Delta(n) = \alpha_t$ при $n = 0, 1, 2, \dots$ и $\mu(x) = x$ в виде

$$T_c(n + 1) = T_c(n) + \alpha_t \{[\xi(n) - \xi[n - (T_m - T_c(n))]]^2 - [\xi[n - T_c(n)] - \xi(n)]^2\}, \quad (4)$$

причем $T_c(0) = 0$.

Тогда в соответствии с (3) при отсутствии разладки после начального переходного процесса получаем

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \left[\xi(n - T_m) - \xi[n - (T_m - T_c(n))] \right]^2 - \left[\xi[n - T_c(n)] - \xi(n) \right]^2 \right\} = 2\sigma^2 [r(T_{c0}) - r(T_m - T_{c0})] = 0, \quad (5)$$

где σ^2 и $r(\dots)$ — соответственно дисперсия и нормированная автокорреляционная функция (НАКФ) сигнала.

Из уравнения (5) для стационарного фрагмента сигнала, т. е. при отсутствии разладки, следует равенство

$$T_{c0} = T_m/2, \quad (6)$$

которое и определяет в среднем аттрактор или неподвижную точку для алгоритма (4). Обратим внимание на то, что равенство (6) не зависит от НАКФ для стационарного фрагмента сигнала. При этом параметр T_m выбирается из условия $0 < T_m \leq \tau_k$,

где τ_k — интервал корреляции НАКФ. Важным является вопрос, связанный с выявлением представительности класса сигналов, для которого алгоритм (2) будет работоспособен при заданной величине T_m . В пределах допустимого класса сигналов для интервалов корреляции НАКФ должно выполняться условие $0 < T_m \leq \tau_{k \min}$. На рис. 1 качественно показано, при каких условиях сохраняется равенство (6) для различных по виду НАКФ из заданного класса сигналов.

Оценка переходного процесса при наступлении разладки

Предположим, что, начиная с некоторого n_0 , скачком изменилась НАКФ, тогда после переходного периода, как это следует из условия (3), равенство (6) снова восстанавливается, но уже для другой НАКФ. Оценку переходного процесса аналитически можно осуществить при таком значении параметра T_m , когда НАКФ с погрешностью второго порядка малости можно заменить линейными членами ряда Тейлора относительно стационарного значения (6). Тогда, после усреднения алгоритма (4) и вычитания в нем справа и слева временного сегмента T_{c0} , получим

$$\bar{v}_c(n + 1) = \bar{v}_c(n) + \alpha_t \left\{ 2\sigma^2 (1 - r(T_{c0}) - r'(T_{c0})\bar{v}_c(n)) - 2\sigma_1^2 (1 - r_1(T_{c0}) - r_1'(T_{c0})\bar{v}_c(n)) \right\}, \quad (7)$$

где $\bar{v}_c(n + 1) = \bar{T}_{c0} - \bar{T}_c(n + 1)$ и $\bar{v}_c(n) = \bar{T}_{c0} - \bar{T}_c(n)$; $r'(T_{c0})$ и $r_1'(T_{c0})$ — первые производные НАКФ до и в момент разладки для значений временного сегмента T_{c0} .

Из (7) следует

$$\bar{v}_c(n) = \bar{v}_c(0)(1 - 2\alpha_t\gamma)^n - \frac{2\alpha_t\lambda \left[1 - (1 - 2\alpha_t\gamma)^n \right]}{1 - (1 - 2\alpha_t\gamma)} \approx [1 + \bar{v}_c(0)](1 - 2\alpha_t\gamma)^n - \frac{\lambda}{\gamma}, \quad (8)$$

где $v(0)$ — начальное отклонение в момент наступления разладки, $v(0) = 0$, так как $\bar{T}_c(0) = T_{c0} = T_m/2$;

$$\gamma = \sigma_1^2 r_1'(T_{c0}) \left[1 + \frac{\sigma^2 r'(T_{c0})}{\sigma_1^2 r_1'(T_{c0})} \right]$$

и

$$\lambda = \left[\sigma^2 (1 - r(T_{c0})) - \sigma_1^2 (1 - r_1(T_{c0})) \right].$$

Параметры γ в первом приближении и λ во втором приближении при разложении НАКФ и ее производной в ряд Тейлора с учетом $r'(0) = 0$ можно упростить, поэтому

$$\gamma \approx \frac{\sigma_1^2 |r_1''(0)| T_m}{2} (\rho + 1)$$

и

$$\lambda \approx \frac{\sigma_1^2 |r_1''(0)| T_m^2}{8} (\rho - 1),$$

где $r''(0)$ и $r_1''(0)$ — вторые производные НАКФ в нуле до и в момент разладки для значений временного сегмента T_{c0} ; $\rho = \frac{\sigma^2 r''(0)}{\sigma_1^2 r_1''(0)}$ — коэффициент, ха-

рактеризующий разладку по НАКФ сигнала.

Представим отношение λ / γ приближенным равенством

$$\lambda / \gamma = \beta \approx 0,25 T_m [(\rho - 1) / (\rho + 1)].$$

Это равенство определяет чувствительность алгоритма к разладке, поэтому (8) преобразуется к виду

$$\bar{v}_c(n) \approx (1 - 2\alpha_t \gamma)^n - \beta. \quad (9)$$

Минимальная чувствительность оценивается в виде

$$\beta \approx 0,25 \tau_{k \min} [(\rho - 1) / (\rho + 1)].$$

Из (9) следует, что динамика изменения временного сегмента $T_c(n)$ с ростом n относительно его стационарного значения приближенно описывается формулой

$$\begin{aligned} \bar{T}_c(n) &\approx T_{c0} + (1 - 2\alpha_t \gamma)^n - \beta \approx \\ &\approx 0,25 T_m \left(2 - \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \right) + e^{-2\alpha_t \gamma n}. \end{aligned} \quad (10)$$

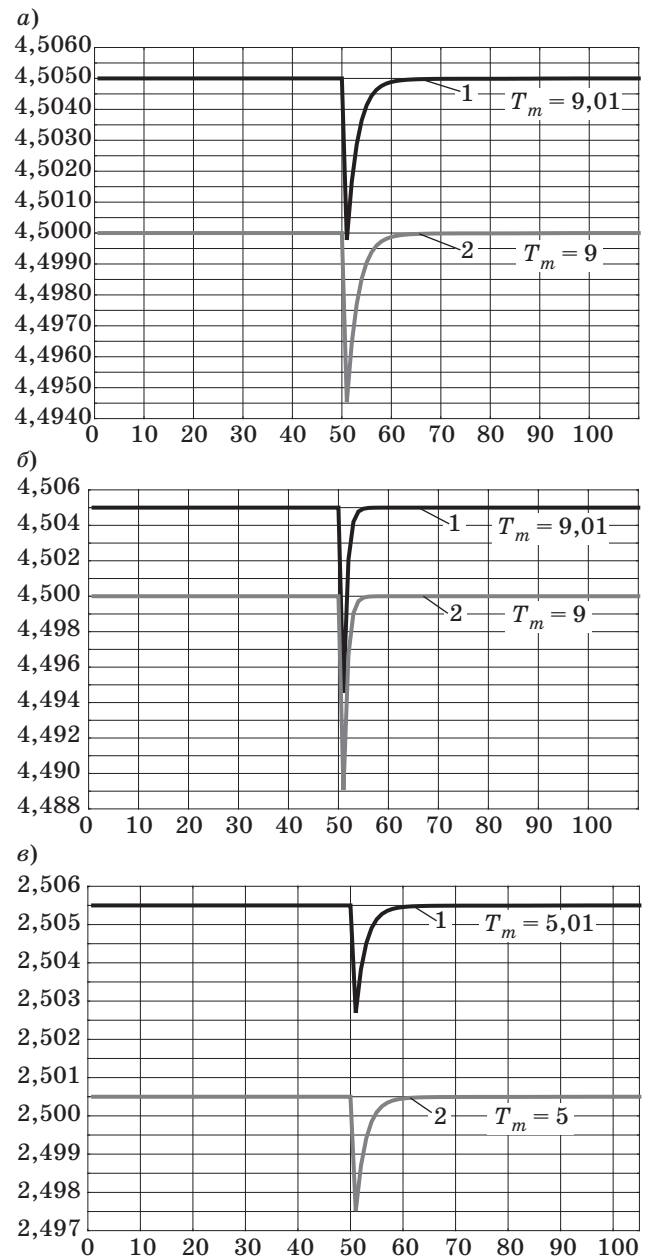
Приближенный анализ позволяет получить достаточно полную информацию о характере переходного процесса при изменении НАКФ сигнала в момент наступления разладки. Действительно, в соответствии с анализом (9) и (10) можно сделать следующие выводы:

— при переходе от одного фрагмента сигнала к другому искомый временной сегмент $\bar{T}_c(n)$ в среднем изменяется скачком, величина которого соответствует β и зависит, таким образом, от изменения ВХ сигнала;

— величина скачка β с ростом числа итераций в течение $0 < n \leq T_m$ меняется незначительно, поэтому текущее значение временного сегмента $T_c(n)$ в момент разладки изменяется скачком и далее по экспоненте стремится к прежнему стационарному значению независимо от вида НАКФ;

— легко установить, что воздействие стационарной аддитивной помехи не приводит к смещению оценки временного сегмента $\bar{T}_c(n)$, так как не происходит нарушение условия симметрии.

Очевидно, что для получения более полных результатов исследования свойств алгоритма необходимо провести анализ влияния дисперсии параметра $T_c(n)$ относительно T_{c0} на ошибку обнаружения разладки. Ввиду громоздкости подобного анализа ограничимся в рамках данной статьи имитационным моделированием рассмотренного алгоритма в модификации (4), результаты которого представлены на рис. 2, а—в. Имитационное моде-



■ Рис. 2. Результаты имитационного моделирования алгоритма (4) с квадратичной функцией меры по обнаружению разладки по частоте следования для двух гармонических сигналов (для графика 1 $\omega_1 = 0,0101$; $\omega_2 = 0,01015$; для графика 2 $\omega_1 = 0,01$; $\omega_2 = 0,01005$): а — $\alpha_t = 5$; б, в — $\alpha_t = 10$

лирование проводилось для двух гармонических сигналов, у каждого из которых скачком меняется частота следования от ω_i до $\omega_i + \Delta\omega_i$ при $i = 1, 2$. При этом алгоритм обнаружения разладки (4) для гармонического сигнала имеет следующий вид:

$$T_c(n+1) = T_c(n) + \alpha_t((\sin(\omega_i(n - T_m + T_c(n))) - \sin(\omega_i n))^2 - (\sin(\omega_i(n - T_c(n))) - \sin(\omega_i n))^2), i = 1, 2.$$

Графики переходных процессов алгоритмов в зависимости от изменения значений исследуемых параметров (см. рис. 2) по виду совпадают с полученной аналитической зависимостью (10). В целом результаты исследования показывают, что предложенный алгоритм обнаружения разладки обладает высокой чувствительностью к изменению параметров НАКФ сигнала. Так, изменение частоты следования сигнала менее чем на 1 % приводит к легко обнаруживаемому скачку искомого параметра относительно его стационарного значения. Также дисперсия искомого параметра существенно меньше величины изменения искомого параметра в зависимости от изменения частоты гармонического сигнала.

Модифицированные алгоритмы разладки

Модификацию алгоритма (2) для равномерной меры приближения сигнала некоторой интерполяционной функцией $\varphi(\dots)$ представим в виде

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \left\{ \max_{T_c} |y(t - T_m) - \varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(n))| - \max_{T_c} |y(t) - \varphi_m(t, T_c(n))| \right\} \quad (11)$$

и применим к его исследованию результаты, полученные в работе [3] для интерполяционных полиномов любого порядка.

Для того чтобы обойти трудности анализа схожимости в среднем алгоритма (11), применим методику исследования, предложенную в работе [3], с учетом следующих известных результатов:

— максимальную в пределах временного сегмента T_c погрешность интерполяции $\delta_{\max}(y(t), \varphi_m(t, T_c))$ полиномом m -й степени в форме Ньютона с равномерной мерой приближения представим в виде

$$\delta_{\max}(y(t), \varphi_m(t, \tau_{0m})) = \frac{\max |y^{(m+1)}(\eta)|}{(m+1)!} \max_{0 \leq \alpha \leq m} |\Psi_m^*(\alpha)| \tau_m^{m+1},$$

где $|\Psi_m(\alpha)| = (\tau_m)^{m+1} |[(\alpha) (\alpha - 1) (\alpha - 2) \dots (\alpha - m)]| = (\tau_m)^{m+1} \Psi_m^*(\alpha)$, $\alpha = t/\tau_m$ и $\tau_m = T_m/(m+1)$;

— математическое ожидание абсолютного значения случайной величины $|\xi|$, описываемой достаточно широким классом плотностей распределения вероятностей (ПРВ), можно представить следующим образом:

$$M|\xi| = K\sigma_\xi,$$

где K — постоянная, зависящая от вида ПРВ случайной величины ξ ; σ_ξ — среднее квадратическое отклонение случайной величины ξ .

Для алгоритма (11) в соответствии с условием (3) получаем для определения стационарного значения временного сегмента T_{c0} равенство

$$\begin{aligned} & \frac{(T_m - T_{c0}/m+1)^{(m+1)}}{[(m+1)!]} k_{0m} \sqrt{|R_y^{[2(m+1)]}(0)|} = \\ & = \frac{(T_{c0}/m+1)^{(m+1)}}{[(m+1)!]^2} k_{0m} \sqrt{|R_y^{[2(m+1)]}(0)|}, \quad (12) \end{aligned}$$

которое соответствует (6).

Очевидно, что при использовании полиномов нулевой степени (нулевого порядка) в алгоритмах (4) и (11) при наступлении разладки изменение временного сегмента $T_c(n)$ будет в основном происходить только при изменении ВХ первой производной сигнала и не зависеть от постоянной составляющей сигнала. Для интерполяционного полинома первого порядка аналогичная реакция временного сегмента T_c в соответствии с алгоритмом (11) будет осуществляться уже при изменении ВХ второй производной сигнала и не зависеть от постоянной составляющей сигнала и его скорости изменения и т. д. Это утверждение непосредственно вытекает из (11) и равенства (12). Отметим, что алгоритм (11) только демонстрирует принципиальную возможность применения интерполяционных полиномов n -го порядка. Конкретный вид соответствующих алгоритмов, которые можно было бы использовать в цифровых системах, для установленного порядка интерполяционного полинома должен уточняться. Например, алгоритм, синтезированный на основе полинома первого порядка, с использованием конечных разностей представляется следующим образом:

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \{ |0,5[y(n + T_m - T_c(n)) - y[n + 0,5(T_m - T_c(n))]]| - \alpha_t \{ |0,5[y(n + y(n + T_c(n)) - y[n + 0,5 T_c(n)]]| \}, n = 1, 2, \dots$$

Для достижения инвариантности параметра α_t к изменению ВХ сигнала целесообразно использовать методы, предложенные еще Ньютоном и исследованные применительно к аналогичным алгоритмам в работе [5].

Алгоритм (11) для обнаружения разладки можно усложнить, если контролировать в нем в любых сочетаниях линейную комбинацию погрешностей восстановления для различных интерполяционных полиномов от 0-го до m -го порядка. Подобный алгоритм, например, имеет вид

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \left\{ \sum_{i=0}^m \delta_{\max} \left(y(t-T_m), \varphi_i \left(t-T_m + \frac{T_c(n)}{i+1}, \frac{T_c(n)}{i+1} \right) \right) \right\} + \alpha_t \left\{ \sum_{i=0}^m \delta_{\max} \left(y(t), \varphi_i \left(t, \frac{T_c(n)}{i+1} \right) \right) \right\},$$

где $\delta_{\max}(\dots)$ — максимальная погрешность восстановления сигнала $y(t)$ соответствующей функцией восстановления $\varphi_i(\dots)$.

Инвариантность равенства (6) в случае отсутствия разладки для аттрактора сохраняется.

В рамках рассмотренного подхода разберем пример синтеза еще одной модификации алгоритма [6], которая позволяет решить задачу обнаружения разладки по изменению функции распределения вероятностей (ФРВ) или ПРВ сигнала. Алгоритм разладки первого порядка по ФРВ имеет вид

$$d_j(n+1) = d_j(n) - \alpha_d \{ \text{sign}[d_j(n) - y(n)] - \text{sign}[d_j(n) - y(n - T_m)] \}, \quad (13)$$

где $d_j(n+1)$ и $d_j(n)$ — значения искомого параметра на $(n+1)$ -м и n -м шаге итерации фиксированной размерности, причем для всех $n = 0, 1, 2, \dots$ и $j = 1, 2, \dots, p$ выполняется условие $|d_j(n)| \leq E_0$ и устанавливаются начальные значения параметра для всех j в виде $d_j(0) = j(E_0/p)$, $j = 1, 2, \dots, p$; p — число ординат ФРВ, по которым контролируется момент наступления разладки; E_0 — допустимый диапазон изменения искомого параметра; $y(n)$ и $y(n - T_m)$ — текущее и задержанное или запомненное значение сигнала; $\text{sign}[\dots]$ — знаковая функция, т. е.

$$\text{sign}[x] = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Искомый параметр $d_j(n+1)$, как уже отмечалось, представляет собой некоторую статистическую функцию, по которой принимается решение о возникновении разладки в сигнале $y(n)$ в момент времени n_0 . Напомним, что решение о возникновении разладки принимается, если для указанной функции выполняется условие $d_j(n_0 + 1) > d_{jп}$, где $d_{jп}$ — некоторое ее заданное j -е пороговое значение, или просто j -й порог. Величина этого порога в классическом варианте определяется на основа-

нии априорных данных о виде ФРВ решающей функции, включая диапазон изменения сигнала E_0 . В алгоритме (13) временной параметр T_m целесообразно выбирать из условия $T_m \geq \tau_{к \min}$.

Сходимость алгоритма (13) уже доказывалась различными методами [7, 8], поэтому остановимся только на тех моментах, которые важны для рассматриваемой в данной работе задачи. Усредним правую и левую части уравнения (13), в результате получим

$$\bar{d}_j(n+1) = \bar{d}_j(n) - 2\alpha_d \{ F_{y(n)}[\bar{d}_j(n)] - F_{y(n-T_m)}[\bar{d}_j(n)] \}, \quad (14)$$

где $F_{y(n)}[d_j(n)]$ и $F_{y(n-T_m)}[d_j(n)]$ — ФРВ сигнала в моменты времени n и $n - T_m$ относительно усредненных значений аргументов.

Очевидно, что если ФРВ сигнала не изменяется, то $F_{y(n)}[d_j(n)]$ совпадает с $F_{y(n-T_m)}[d_j(n)]$ и параметр $d_j(n)$ флуктуирует относительно начальных значений $d_j(0)$ для всех j . Как только наступает изменение ФРВ, так сейчас же происходит изменение параметра $d_j(n)$, пока измененная ФРВ будет сравниваться с предыдущими значениями ФРВ на интервале T_m .

С учетом вариации ФРВ относительно первоначальной ее вида в момент времени n_0 в соответствии с (14) приходим к следующей формуле, характеризующей динамику отклонения усредненного искомого параметра относительно его первоначального значения:

$$d_j(n_0 + m) = d_j(n_0) [1 - \alpha_d \delta F(d_j)]^m,$$

где $\delta F(d_j)$ — вариация ФРВ для указанного аргумента.

Здесь, как и прежде, возникает задача выбора порога для проверки нулевой гипотезы против установленной альтернативы. Величину порога можно выбрать, исходя из минимально допустимой вариации ФРВ.

Заключение

Основным достоинством предложенного и исследованного алгоритма является его универсальность, так как он позволяет на основе использования принципа симметрии и алгоритмов вероятностной адаптивной дискретизации решить проблему обнаружения разладки при минимуме априорной информации по ВХ наблюдаемого случайного квазистационарного сигнала. Общность представления алгоритма позволяет его использовать для решения широкого круга практических задач, например, для оперативного контроля изменения расхода жидких или газообразных продуктов при их транспортировке в трубопроводах.

Литература

1. Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Ч. 1: Общий анализ // Информационно-управляющие системы. 2012. № 2. С. 82–88.
2. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 1: Исследование свойств // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2(51). С. 8–15.
3. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 2: Сравнительный анализ и численные данные // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3(52). С. 9–14.
4. Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Ч. 2: Исследование конкретного алгоритма // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 77–83.
5. Тихонов Э. П., Федотенкова М. Л. Адаптивные алгоритмы для измерения признаков биомедицинских показателей при автоматической медицинской диагностике по электрофизиологическим показателям // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 4. С. 74–77.
6. А.с. № 235412, Кл. 42m⁴, 7/52; МПК G 06g. Устройство для измерения функции распределения случайных сигналов / Э. П. Тихонов. № 1203876/18-24; Заявл. 18.12.67; Опубл. 16.01.69; Бюл. № 5. — 2 с.
7. Тихонов Э. П. Метод определения оценки одномерной функции распределения // Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей: тез. докл. III Всесоюз. симп., III секц. «Синтез оптимальных операторов оценки, алгоритмы и структурные схемы измерений», Сухуми, 15–18 декабря 1970 г. / Всесоюз. НИИ электроизмерительных приборов. Л., 1970. С. 48–53.
8. Тихонов Э. П. Анализ эффективности метода оценивания с использованием опорных случайных процессов // Перспективные методы планирования и анализа экспериментов при исследовании случайных полей и процессов: тез. докл. Всесоюз. конф., Нальчик, 1–3 ноября 1982 г. М., 1982. Ч. I. С. 29–31.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, в том числе добавлять публикации, которых нет в базе данных НЭБ, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.