НОВЫЕ СРЕДСТВА
КИБЕРНЕТИКИ, ИНФОРМАТИКИ,
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
И СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА

Т.А. АЛИЕВ, Г.А. ГУЛИЕВ, А.Г. РЗАЕВ, Ф.Г. ПАШАЕВ

УДК 519.216

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ИНДИКАТОРЫ МИКРОИЗМЕНЕНИЙ В ТЕХНИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЯХ ОБЪЕКТОВ КОНТРОЛЯ

Ключевые слова: *случайный сигнал, помеха, зашумленный сигнал, индикатор, техническое состояние, объект, контроль*.

ВВЕДЕНИЕ

Установлено, что с момента зарождения дефекта до момента явного проявления выраженной формы, характеристики полезных сигналов и помех, получаемых на выходах соответствующих датчиков, непрерывно меняются, и зачастую помеха становится носителем ценной информации [1, 2]. Когда дефекты приобретают явно выраженную форму, искомые оценки постепенно стабилизируются. Но при этом нарушение условия нормальности закона распределения и отсутствия корреляции между полезным сигналом и помехой продолжается. К сожалению, в традиционных технологиях недостаточно учтена указанная выше специфика физических процессов формирования реальных сигналов.

В общем случае при решении всевозможных задач с помощью известных информационных технологий приемлемые результаты получаются при выполнении классических условий, т.е. анализируемые сигналы являются стационарными, подчиняются нормальному закону распределения, корреляция между помехой и полезным сигналом равна нулю, помеха представляет собой «белый шум» и т.д. В то же время имеет место множество случаев, когда указанные условия вообще не выполняются, поэтому получить достоверные результаты и формировать адекватные возникшим ситуациям решения в соответствующих информационных системах не всегда удается [1, 2].

Многочисленные аварии с катастрофическими последствиями таких технических объектов, как тепловые и атомные электростанции, крупнотоннажные нефтехимические комплексы, глубоководные стационарные морские платформы и гидротехнические сооружения, аварии авиалайнеров, ошибки прогнозирования землетрясений, диагностирования заболеваний и т.д., раньше связывались с ненадежностью элементной базы и технических средств. Теперь, когда их надежность многократно возросла, вероятность зарождения аварий по вине информационных систем уменьшилась незначительно. Анализ показывает, что одна из основных причин принятия неадекватных решений о техническом состоянии объектов информационными системами связана с указанными выше специфическими особенностями традиционных информационных технологий [1, 2].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исследования показали, что во время эксплуатации технических объектов появление дефекта от усталости, износа, коррозии и т.д. приводит к динамике, т.е. к изменению характеристик сигналов $g(i\Delta t)$, получаемых на выходах соответствующих датчиков [1]. Один из возможных вариантов модели сигнала $g(t)$ на выходе датчика в этот период времени можно представить в виде

$$g(i\Delta t) \approx \begin{cases} X(T_0 + i\Delta t) + \varepsilon(T_0 + i\Delta t); \\ X(T_0 + T_1 + i\Delta t) + \varepsilon(T_0 + T_1 + i\Delta t); \\ X(T_0 + T_2 + i\Delta t) + \varepsilon(T_0 + T_2 + i\Delta t); \\ X(T_0 + T_3 + i\Delta t) + \varepsilon(T_0 + T_3 + i\Delta t); \\ X(T_0 + T_4 + i\Delta t) + \varepsilon(T_0 + T_4 + i\Delta t); \end{cases} \tag{1}$$

$$D_{\varepsilon T_0} \approx 0;\ W_{T_0}[X(i\Delta t)];\ r_{X\varepsilon T_0} \approx 0;$$

$$D_{\varepsilon T_1} \neq D_{\varepsilon T_0};\ W_T[g(i\Delta t)] \neq W[g(i\Delta t)];\ r_{X\varepsilon T_1} > 0;$$

$$D_{\varepsilon T_2} \neq D_{\varepsilon T_1};\ W_{T_2}[g(i\Delta t)] \neq W_{T_1}[g(i\Delta t)];\ r_{X\varepsilon T_2} \neq r_{X\varepsilon T_1};$$

$$D_{\varepsilon T_3} \neq D_{\varepsilon T_2};\ W_{T_3}[g(i\Delta t)] \neq W_{T_2}[g(i\Delta t)];\ r_{X\varepsilon T_3} \neq r_{X\varepsilon T_2};$$

$$D_{\varepsilon T_4} \neq D_{\varepsilon T_3};\ W_{T_4}[g(i\Delta t)] \neq W_{T_3}[g(i\Delta t)];\ r_{X\varepsilon T_4} \neq r_{X\varepsilon T_1}.$$

Здесь $g(t) = X(t) + \varepsilon(t)$; $X(t)$ — полезный сигнал; $\varepsilon(t)$ — помеха; T_0 — период времени до начала процесса зарождения дефекта; T_1, T_2, T_3 — периоды времени первой, второй, третьей стадий процесса зарождения дефекта; T_4 — период явно выраженной формы дефекта ($T_2 = T_1 + T_2'$, $T_3 = T_2 + T_3'$, $T_4 = T_3 + T_4'$), $W_{T_0}[g(i\Delta t)]$, $W_{T_1}[g(i\Delta t)]$, $W_{T_2}[g(i\Delta t)]$, $W_{T_3}[g(i\Delta t)]$, $W_{T_4}[g(i\Delta t)]$ — законы распределения сигнала $g(i\Delta t)$; $D_{\varepsilon T_1}$, $D_{\varepsilon T_2}$, $D_{\varepsilon T_3}$, $D_{\varepsilon T_4}$ — оценки дисперсии помехи $\varepsilon(i\Delta t)$, $r_{X\varepsilon T_1}$, $r_{X\varepsilon T_2}$, $r_{X\varepsilon T_3}$, $r_{X\varepsilon T_4}$ — оценки коэффициента корреляции между полезным сигналом $X(i\Delta t)$ и помехой $\varepsilon(i\Delta t)$ в периоды времени T_0, T_1, T_3, T_4, T_5.

Из модели сигнала (1) очевидно, что помеха $\varepsilon(t)$, отражая влияние зарождения дефекта в $g(i\Delta t)$, является одним из важнейших носителей информации о начале и развитии соответствующего процесса, который приводит к микроизменению технического состояния объекта. Отсюда следует, что для надежной и безошибочной индикации начала этого процесса, кроме информации полезного сигнала $X(i\Delta t)$, также целесообразно извлечение информации, которую несет в себе помеха $\varepsilon(i\Delta t)$. Поэтому необходимо создание новых эффективных технологий для анализа зашумленных сигналов $g(i\Delta t)$, у которых оценки характеристик меняются во времени, и помеха $\varepsilon(i\Delta t)$ является носителем ценной информации. Один из возможных вариантов создания таких технологий подробно рассматривается ниже.

ИЗБЫТОЧНО-ЧАСТОТНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ

Согласно модели (1) при решении задачи мониторинга начала микроизменения технического состояния объектов помехи $\varepsilon(i\Delta t)$ сигнала $g(i\Delta t)$ целесообразно рассматривать как носители ценной информации. Это, в свою очередь, требует определения шага дискретизации Δt исходного сигнала $g(i\Delta t)$ с учетом высокочастотных спектров как полезного сигнала $X(i\Delta t)$, так и помехи $\varepsilon(i\Delta t)$. Рассмотрим один из возможных вариантов решения этой задачи с помощью частотных свойств младшего разряда $q_0(i\Delta t)$ отсчетов анализируемого сигнала $g(i\Delta t)$ [1–8].

Допустим, что анализируемый сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию (АЦП) с текущей частотой f_ν, значительно превосходящей частоту дискретизации f_c, найденную по традиционным методам [4, 5]. При этом шаг квантования по времени Δt_ν

$$\Delta t_\nu = \frac{1}{f_\nu} \tag{2}$$

будет значительно меньше шага квантования

$$\Delta t_c \le \frac{1}{2 f_c}. \tag{3}$$

При этом между частотой среза f_c, найденной по теореме отсчетов, и текущей частотой f_ν будет иметь место неравенство

$$\left.\begin{array}{r} f_\nu >> f_c \\ \Delta t_\nu << \Delta t_\nu \end{array}\right\}. \tag{4}$$

Поэтому значения двоичных k-разрядов отсчетов сигнала $g(i\Delta t)$ в каждом последующем шаге с большой вероятностью также будут повторяться, и вероятность выполнения приближенного равенства $X(i\Delta t) \approx X((i+1)\Delta t)$ близка к единице, т.е.

$$P[X(i\Delta t) \approx X((i+1)\Delta t)] \approx 1. \tag{5}$$

Частоту f_{q_0} младшего разряда $q_0(i\Delta t)$ отсчета $g(i\Delta t)$ можно определить по количеству N_{q_0} его перехода из единичного в нулевое состояние за единицу времени. Для этого в процессе АЦП с частотой f_ν необходимо записать в память компьютера N отсчетов сигнала $g(i\Delta t)$. После этого частоту f_{q_0} и шаг дискретизации Δt_ε можно определить согласно выражениям

$$f_{q_0} = \frac{N_{q_0}}{N} f_\nu, \tag{6}$$

$$\Delta \mathrm{t}_\varepsilon \approx \frac{1}{\mathrm{f}_{\mathrm{q}_0}}. \tag{7}$$

Естественно, что при этом значение частоты f_{q_0} будет значительно меньше текущей частоты дискретизации f_c, и программное определение шага дискретизации Δt_ε можно свести к следующему:

1) с избыточной частотой f_ν в течение времени наблюдения T исходный сигнал $g(i\Delta t)$ с помощью АЦП преобразовывается в цифровой код и формируется файл из N его отсчетов;

2) по формуле (6) определяется f_{q_0};

3) по формуле $\Delta t_\varepsilon \le \dfrac{1}{(2 \div 5) f_{q_0}}$ отыскивается шаг дискретизации Δt_ε.

В отличие от традиционных методов здесь при определении шага дискретизации Δt_ε автоматически учитываются высокочастотные спектры суммарного сигнала $g(i\Delta t)$ и метрологические характеристики самого АЦП. Многочисленные эксперименты подтвердили эффективность указанной выше технологии. Простота ее реализации с точки зрения широкого практического применения имеет особо важное значение.

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ИНДИКАТОРЫ НАЧАЛА ЗАРОЖДЕНИЯ ДЕФЕКТА

Согласно модели (1) при возникновении процесса зарождения дефекта сигналы $g(i\Delta t)$ из временнóго интервала T_0 переходят во временны́е интервалы T_1, T_2 или T_3, т.е. в скрытый период изменения технического состояния объекта. При этом нарушаются известные классические условия и при применении традиционных технологий корреляционного и спектрального анализов искомые оценки определяются с некоторой погрешностью. Поэтому не всегда удается обнаружить начальную стадию процесса зарождения дефекта [1, 9–11]. Особенности этого процесса исследованы в работах [1, 5, 9–11]. Один из возможных вариантов выявления начала микроизменений технического состояния объектов можно свести к созданию корреляционных индикаторов [1, 8].

Сначала рассмотрим основные предпосылки, на основе которых возможно создание новых эффективных технологий обработки зашумленного сигнала при различных нарушениях классических условий [1–5]. Обычно при вычислении оценок авто- и взаимно корреляционных функций дискретизированных зашумленных сигналов $g(i\Delta t)$, $\eta(i\Delta t)$, состоящих из полезных сигналов $X(i\Delta t)$, $Y(i\Delta t)$ и помехи $\varepsilon(i\Delta t)$, предполагается выполнение равенств [4, 5, 11]:

$$\left.\begin{aligned} g(i\Delta t) &= X(i\Delta t) + \varepsilon(i\Delta t) \\ \eta(i\Delta t) &= Y(i\Delta t) + \varepsilon(i\Delta t) \end{aligned}\right\}, \tag{8}$$

$$\left.\begin{aligned} R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu) &= R_{gg}(\mu) \\ R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu) &= R_{g\eta}(\mu) \end{aligned}\right\}, \tag{9}$$

$$\left.\begin{aligned} R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{X}}(\mu) &= R_{XX}(\mu) \\ R_{\overset{\circ}{Y}\overset{\circ}{Y}}(\mu) &= R_{YY}(\mu) \end{aligned}\right\}, \tag{10}$$

$$\left.\begin{aligned} R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{X}}(\mu) &= R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu) \\ R_{XX}(\mu) &= R_{gg}(\mu) \end{aligned}\right\}, \tag{11}$$

$$R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{\varepsilon}}(\mu) \approx R_{X\varepsilon}(\mu) \approx 0, \tag{12}$$

где $R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{X}}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{Y}}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{X}\overset{\circ}{\varepsilon}}(\mu)$ — авто- и взаимно корреляционные функции центрированных сигналов $\overset{\circ}{X}(i\Delta t)$, $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)$, $\overset{\circ}{Y}(i\Delta t)$, $\overset{\circ}{\eta}(i\Delta t)$ и помехи $\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)$; $R_{XX}(\mu)$, $R_{gg}(\mu)$, $R_{g\eta}(\mu)$, $R_{XY}(\mu)$ — авто- и взаимно корреляционные функции нецентрированных сигналов $X(i\Delta t)$, $g(i\Delta t)$, $Y(i\Delta t)$, $\eta(i\Delta t)$; $\mu = \overline{0, \mu_{\max}}$, $\mu_{\max} \cdot \Delta t = \tau_{\max}$ — время, при котором между $X(i\Delta t)$ и $X(i+\mu)\Delta t$ или $X(i\Delta t)$ и $Y(i\Delta t)$ корреляция равна нулю; $\overset{\circ}{g}(i\Delta t) = g(i\Delta t) - m_g$; $\overset{\circ}{X}(i\Delta t) = X(i\Delta t) - m_X$; $m_\varepsilon = 0$; $\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t) = \varepsilon(i\Delta t)$; m_g, m_X — математические ожидания $g(i\Delta t)$, $X(i\Delta t)$ соответственно.

При зарождении дефекта на реальных объектах согласно модели (1) значения сигнала $g(i\Delta t)$ на выходах датчиков из временнóго интервала T_0 переходят в интервал времени T_1. При этом нарушается нормальность закона распределения, оценки $R_{gg}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu)$, $R_{g\eta}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu)$ получаются с различными погрешностями и дисперсия помехи отличается от нуля. Причем при временнóм сдвиге $\tau_{\max} = \Delta t \mu_{\max}$, когда между $g(i\Delta t)$ и $g(i+\mu_{\max})\Delta t$, между $g(i\Delta t)$ и $\eta(i\Delta t)$ корреляция равна нулю, погрешности оценок $R_{gg}(\mu)$ и $R_{g\eta}(\mu)$ принимают максимальные, а погрешности $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu)$, $R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu)$ — минимальные значения. Тогда согласно равенствам (9)–(12) при нормальном состоянии объекта разности

$$R_{gg}(\mu = \mu_{\max}) - R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) = \lambda_{gg}(\mu = \mu_{\max}), \tag{13}$$

$$\mathrm{R}_{g\eta}(\mu = \mu_{\max}) - \mathrm{R}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu = \mu_{\max}) = \lambda_{g\eta}(\mu = \mu_{\max}) \tag{14}$$

равны нулю. Однако при изменении технического состояния они резко меняются. Следовательно, величины $\lambda_{gg}(\mu = \mu_{\max})$, $\lambda_{g\eta}(\mu = \mu_{\max})$ могут использоваться для индикации микроизменений в техническом состоянии контролируемых объектов. В связи с этим рассмотрим известные алгоритмы определения авто- и взаимно корреляционных функций

$$R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}(i + \mu_{\max})\Delta t\,, \tag{15}$$

$$R_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu = \mu_{\max}) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{\eta}(i + \mu_{\max})\Delta t\,. \tag{16}$$

Известно [2, 4, 5, 8, 11], что между оценками, полученными согласно выражению (15), как в интервале времени T_0, так и T_1, при $\mu = \mu_{\max}$ имеет место приближенное равенство

$$R^{T_0}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) - R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \approx 0\,. \tag{17}$$

Вид выражения (17) можно объяснить такими рассуждениями. Погрешности оценок $R^{T_0}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max})$ и $R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max})$ формируются из суммы погрешностей

N^+ произведений $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}(i + \mu_{\max})\Delta t$ с положительными знаками

$$R^{+}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N^+} \overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}(i + \mu)\Delta t \tag{18}$$

и из суммы аналогичных погрешностей N^- произведений с отрицательными знаками, т.е.

$$R^{-}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N^-} \overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}(i + \mu)\Delta t\,. \tag{19}$$

Только при $\mu = \mu_{\max}$ между $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)$ и $\overset{\circ}{g}(i + \mu_{\max})\Delta t$ погрешности $R^{+}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max})$

и $R^{-}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max})$ компенсируются, так как имеет место равенство

$$R^{+}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \approx R^{-}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max})\,. \tag{20}$$

В то же время в аналогичном выражении для нецентрированных сигналов $g(i\Delta t)$

$$R_{gg}(\mu = \mu_{\max}) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N^+} g(i\Delta t)g(i + \mu)\Delta t - m_g^2 \tag{21}$$

все указанные выше погрешности оценок $R^{T_0}(\mu = \mu_{\max})$, возникающие от перехода сигнала $g(i\Delta t)$ во временны́е интервалы T_1, T_2 или T_3, в модели (1) суммируются, и оценка $R^{T_1}_{gg}(\mu = \mu_{\max})$ получается с ощутимыми погрешностями. В результате имеем:

$$\left.\begin{array}{l} R^{T_1}_{gg}(\mu = \mu_{\max}) \neq R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \\ R^{T_0}_{gg}(\mu = \mu_{\max}) \neq R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \end{array}\right\}. \tag{22}$$

Отсюда получаем разности

$$\left.\begin{array}{l} \lambda_{\mathrm{T_1T_1}}(\mu = \mu_{\max}) = \mathrm{R}^{\mathrm{T_1}}_{gg}(\mu = \mu_{\max}) - \mathrm{R}^{\mathrm{T_1}}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \\ \lambda_{\mathrm{T_0T_1}}(\mu = \mu_{\max}) = \mathrm{R}^{\mathrm{T_0}}_{gg}(\mu = \mu_{\max}) - \mathrm{R}^{\mathrm{T_1}}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{g}}(\mu = \mu_{\max}) \end{array}\right\}, \tag{23}$$

которые можно назвать величинами робастности [1, 2].

Понятно, что аналогичные выражения можно записать и для оценок взаимно корреляционных функций, т.е.

$$\left.\begin{aligned} \lambda^{*}_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max}) &= R^{T_1}_{g\eta}(\mu=\mu_{\max}) - R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu=\mu_{\max}) \\ \lambda^{*}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max}) &= R^{T_0}_{g\eta}(\mu=\mu_{\max}) - R^{T_1}_{\overset{\circ}{g}\overset{\circ}{\eta}}(\mu=\mu_{\max}) \end{aligned}\right\}, \tag{24}$$

которые при незначительном изменении характеристик сигнала мгновенно меняются, что позволяет использовать их как индикатор начала микроизменений в техническом состоянии объекта контроля.

В качестве индикатора также можно использовать разность изменения оценок характеристик для нецентрированных сигналов $g(i\Delta t)$ во временны́х интервалах T_0 и T_1, т.е.

$$\left.\begin{aligned} \lambda^{**}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max}) &= R^{T_1}_{gg}(\mu=\mu_{\max}) - R^{T_0}_{gg}(\mu=\mu_{\max}) \\ \lambda^{**}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max}) &= R^{T_1}_{g\eta}(\mu=\mu_{\max}) - R^{T_0}_{g\eta}(\mu=\mu_{\max}) \end{aligned}\right\}. \tag{25}$$

В заключение отметим, что при формировании указанных индикаторов точное вычисление $\mu_{\max}$ не имеет особого значения. Для каждого технологического параметра оно сводится к достаточно простой процедуре поиска приближенной величины временно́го сдвига $\tau=\mu_{\max}\Delta t$, когда между множителями $g(i\Delta t)$ и $g(i+\mu_{\max})\Delta t$ отсутствует корреляция, т.е. когда выполняется приближенное равенство

$$R^{*}_{gg}(\mu)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\operatorname{sgn} g(i\Delta t)\operatorname{sgn} g(i+\mu_{\max})\Delta t\approx 0.$$

При этом величина μ, при которой искомая оценка корреляционной функции равняется нулю, определяется только один раз.

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ В КАЧЕСТВЕ ИНДИКАТОРА

Из модели сигнала (1) следует, что при зарождении дефекта, т.е. при микроизменениях технического состояния объекта прежде всего меняется дисперсия помехи D_ε. В связи с этим ее можно использовать как один из надежных индикаторов. В работах [1, 2] показано, что дисперсию помехи зашумленного сигнала $g(i\Delta t)$ можно вычислить на основе выражения

$$D_\varepsilon=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{g}{}^{2}(i\Delta t)+\overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{g}(i\Delta t)\overset{\circ}{g}((i+1)\Delta t)]. \tag{26}$$

Для того чтобы убедиться в возможности использования полученной оценки в качестве индикатора, принимая во внимание обозначения (8), представим ее в виде

$$\begin{aligned} D_\varepsilon=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \{&[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]+ \\ &+[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)+\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+1)\Delta t)]+ \\ &+[\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]+ \\ &+[\overset{\circ}{\varepsilon}{}^{2}(\mathrm{i}\Delta \mathrm{t})+\overset{\circ}{\varepsilon}(\mathrm{i}\Delta \mathrm{t})\overset{\circ}{\varepsilon}((\mathrm{i}+2)\Delta \mathrm{t})-2\overset{\circ}{\varepsilon}(\mathrm{i}\Delta \mathrm{t})\overset{\circ}{\varepsilon}((\mathrm{i}+1)\Delta \mathrm{t})]\}. \end{aligned} \tag{27}$$

Допуская, что при $\Delta t=\Delta t_\varepsilon$ имеют место равенства [1, 2, 4, 5, 8, 11]

$$\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\approx\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)\approx\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t), \tag{28}$$

$$\lim_{N\to\infty} P\left\{ \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)- -2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]\approx 0\right\}=1, \tag{29}$$

$$\lim_{N\to\infty} P\left\{ \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)- -2\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]\approx 0\right\}=1, \tag{30}$$

можно считать, что результаты вычисления первой и третьей скобок в выражении (27) будут равны нулю, т.е.

$$\begin{gathered}\frac{1}{N}\sum[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]\approx 0,\\ \frac{1}{N}\sum[\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+2)\Delta t)-\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{X}((i+1)\Delta t)]\approx 0.\end{gathered} \tag{31}$$

Учитывая, что между $X(i\Delta t)$ и $\varepsilon(i\Delta t)$ отсутствует корреляция, можно считать, что имеют место приближенные равенства:

$$\begin{gathered}\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)]\approx 0,\\ \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+2)\Delta t)]\approx 0,\\ \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+1)\Delta t)]\approx 0.\end{gathered} \tag{32}$$

Результат вычисления второй скобки в выражении (27) также можно считать равным нулю, т.е.

$$\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)+\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+2)\Delta t)-2\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+1)\Delta t)]\approx 0. \tag{33}$$

Принимая во внимание, что между $\varepsilon(i\Delta t), \varepsilon(i+1)\Delta t$ и $\varepsilon(i+2)\Delta t$ отсутствует корреляция, т.е.

$$\left.\begin{gathered}\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+2)\Delta t)]\approx 0\\ \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[2\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)\overset{\circ}{\varepsilon}((i+1)\Delta t)]\approx 0\end{gathered}\right\}, \tag{34}$$

можно считать, что результаты вычислений четвертой скобки в выражении (27) будут равны оценке дисперсии помехи $\varepsilon(i\Delta t)$, т.е.

$$\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\varepsilon^2(i\Delta t)+\varepsilon(i\Delta t)\varepsilon(i+2)\Delta t-2\varepsilon(i\Delta t)\varepsilon(i+1)\Delta t)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\overset{\circ}{\varepsilon}{}^2(i\Delta t)=D_\varepsilon. \tag{35}$$

Из выражений (27)–(34) очевидно, что при определении оценки D_ε, исходя из (35), она будет меняться при переходе сигнала из временно́го интервала T_0 во временны́е интервалы T_1, T_2 или T_3 в модели (1). Следовательно, оценку D_ε также можно использовать для индикации начала микроизменений в техническом состоянии объекта контроля.

ЗНАКОВЫЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ПОМЕХОИНДИКАТОРЫ

Как показали исследования, довольно часто одна из наиболее важных функций системы контроля и диагностики по существу сводится к индикации начальной стадии изменения технического состояния объекта. Поэтому представляет большой практических интерес разработка для этих целей простых, но надежных технологий индикации. Проведенные экспериментальные исследования показали, что с этой точки зрения в качестве информативного признака целесообразно использовать оценку коэффициента корреляции между полезным сигналом $X(i\Delta t)$ и помехой $\varepsilon(i\Delta t)$, которую можно вычислить с помощью знаковых корреляционных функций по выражению

$$r^*_{X\varepsilon} = \frac{R^*_{X\varepsilon}(0)}{\sqrt{R^*_{XX}(0) R^*_{\varepsilon\varepsilon}(0)}}, \tag{36}$$

где

$$R^*_{X\varepsilon}(0) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \operatorname{sgn} \overset{\circ}{X}(i\Delta t) \operatorname{sgn} \overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t), \tag{37}$$

$$R^*_{XX}(0) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \operatorname{sgn} \overset{\circ}{X}(i\Delta t) \operatorname{sgn} \overset{\circ}{X}(i\Delta t), \tag{38}$$

$$R^*_{\varepsilon\varepsilon}(0) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \operatorname{sgn} \overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t) \operatorname{sgn} \overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t). \tag{39}$$

Учитывая, что оценки $R^*_{XX}(0)$, $R^*_{\varepsilon\varepsilon}(0)$ при вычислении согласно (38), (39) будут равны единице, т.е. $R^*_{XX}(0)=1$, $R^*_{\varepsilon\varepsilon}(0)=1$, формулу (36) можно представить в виде

$$r^*_{X\varepsilon} \approx \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \operatorname{sgn} \overset{\circ}{X}(i\Delta t) \operatorname{sgn} \overset{\circ}{\varepsilon}{}^*(i\Delta t). \tag{40}$$

При этом, принимая во внимание равенство

$$\overset{\circ}{g}(i\Delta t) = \operatorname{sgn} \overset{\circ}{X}(i\Delta t), \tag{41}$$

формулу вычисления коэффициента корреляции $r_{g\varepsilon}$ между зашумленным сигналом $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)$ и помехой $\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)$ можно представить в виде

$$r_{g\varepsilon} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \operatorname{sgn} \overset{\circ}{g}(i\Delta t) \operatorname{sgn} \overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t). \tag{42}$$

Очевидно, что для реализации выражений (36)–(42) необходимо располагать отсчетами помехи $\varepsilon(i\Delta t)$. Можно показать, что для этой цели целесообразно использовать приращения отсчетов $g(i\Delta t)$, по которым, определяя знаки отсчетов помехи, можно значительно упростить решение рассматриваемой задачи. Интуитивно понятно, что знак приращения отсчетов

$$\operatorname{sgn} \Delta g(i\Delta t) = \overset{\circ}{g}(i\Delta t) - \overset{\circ}{g}((i-1)\Delta t \tag{43}$$

несет в себе также информацию о знаке отсчета помехи $\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)$. Анализ формирования реальных технологических параметров и результатов дискретизации как их отсчетов $\overset{\circ}{g}(i\Delta t) = \overset{\circ}{X}(i\Delta t) + \overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)$, так и их приращений

$$\Delta g(i\Delta t) = \overset{\circ}{g}(i\Delta t) - \overset{\circ}{g}(i-1)\Delta t, \tag{44}$$

показывает, что, уменьшая шаг квантования по времени Δt до величины Δt_ε, соответствующей необходимому шагу дискретизации помехи $\overset{\circ}{\varepsilon}(t)$, можно обеспечить выполнение приближенного равенства

$$\lim_{\Delta t\to 0}\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\approx \lim_{\Delta t\to 0}\overset{\circ}{X}(i-1)\Delta t\,. \tag{45}$$

При этом формулу для определения знака $\varepsilon(i\Delta t)$ по величине приращения $\Delta g(i\Delta t)$ можно представить в виде

$$\Delta g(i\Delta t)=\lim_{\Delta t\to 0}[\overset{\circ}{X}(i\Delta t)+\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)]-\lim_{\Delta t\to 0}[\overset{\circ}{X}((i-1)\Delta t)+\overset{\circ}{\varepsilon}((i-1)\Delta t)]=$$
$$=\overset{\circ}{\varepsilon}(i\Delta t)-\overset{\circ}{\varepsilon}((i-1)\Delta t)=\Delta\varepsilon(i\Delta t)\,. \tag{46}$$

Равенства (45), (46) показывают, что за время Δt_ε величина приращения $\Delta g(i\Delta t)$ по существу представляет собой величину приращения $\Delta\varepsilon(i\Delta t)$ помехи. Следовательно, при выполнении условия дискретизации сигнала $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)$ с шагом квантования Δt_ε по знаку приращения $\Delta g(i\Delta t)$ каждого отсчета $\overset{\circ}{g}(i\Delta t)$ можно определить знак помехи $\overset{\circ}{\varepsilon}(t)$ по выражению

$$\operatorname{sgn} e^*(i\Delta t)\approx \operatorname{sgn}\Delta g(i\Delta t)=\begin{cases}+\ \text{при}\ \ (\overset{\circ}{g}(i\Delta t)-\overset{\circ}{g}(i-1)\Delta t)\ge 0,\\ -\ \text{при}\ \ (\overset{\circ}{g}(i\Delta t)-\overset{\circ}{g}(i-1)\Delta t)\le 0.\end{cases} \tag{47}$$

Согласно (45) формулы (40) и (42) для определения коэффициента корреляции $r^*_{X\varepsilon}$ между полезным сигналом $\overset{\circ}{X}(i\Delta t)$ и помехой $\overset{\circ}{\varepsilon}(t)$ можно представить в виде

$$r^*_{X\varepsilon}\approx\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\operatorname{sgn}\overset{\circ}{X}(i\Delta t)\operatorname{sgn}\Delta g(i\Delta t), \tag{48}$$

$$r_{g\varepsilon}\approx\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\operatorname{sgn}\overset{\circ}{g}(i\Delta t)\operatorname{sgn}\Delta g(i\Delta t)\,. \tag{49}$$

Легко убедиться, что при переходе сигнала в модели (1) из T_0 во временнóй интервал T_1 оценки $r^*_{X\varepsilon}$ меняются, что можно считать равносильным индикации начала микроизменения технического состояния объекта контроля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При применении традиционных технологий контроля изменения технического состояния объектов в некоторых случаях устанавливаются в момент времени, когда они приобретают явно выраженную форму, что иногда приводит к серьезным аварийным ситуациям. В настоящей работе, учитывая характер и динамику начальной стадии зарождения дефекта, который приводит к изменению технического состояния объекта, предлагается технология определения оценок корреляционных помехоиндикаторов, обеспечивающая надежную реакцию соответствующего процесса в начале его зарождения. Этот эффект достигается извлечением дополнительной информации, которая несет в себя как полезный сигнал, так и помехи за счет избыточно-частотного анализа.

При применении в системах контроля и управления предложенных технологий в начале при нормальном состоянии функционирования объекта за время T_0 происходит обучение. Для этого для основных технологических параметров, получаемых на выходах существующих датчиков $g(i\Delta t)$, определяются оценки предложенных корреляционных индикаторов $\lambda_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})$, $\lambda_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})$, $\lambda^*_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})$, $\lambda^*_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})$, $\lambda^{**}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})$, $r^*_{X\varepsilon}$, $r^*_{g\varepsilon}$, D_ε и создаются соответствующие эталонные множества [1, 2, 8, 11–13].

После этапа обучения система переходит в режим контроля. Поочередно определяются величины текущих оценок указанных индикаторов, которые сравниваются с соответствующими эталонными оценками, зафиксированными в процессе обучения. Если при этом они отличаются от эталонных, то считается, что с этого момента соответствующий сигнал $g(i\Delta t)$ перешел из временнóго отрезка T_0 во временнóй отрезок T_1 или T_2, T_3. При этом если даже один из индикаторов отличается от эталонных, то на выходе корреляционного индикатора KI по выражению

$$KI = \begin{cases} 1 \text{ при } [\lambda_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \vee [\lambda_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \vee \\ \qquad \vee [\lambda^*_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \vee [\lambda^*_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \vee \\ \qquad \vee [\lambda^{**}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \vee (r_{X\varepsilon T_1} > r_{X\varepsilon T_0}) \vee \\ \qquad \vee (r_{g\varepsilon T_1} > r_{g\varepsilon T_0}) \vee D_{\varepsilon T_1} > D_{\varepsilon T_0}, \\ 0 \text{ при } [\lambda_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \wedge [\lambda_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \wedge \\ \qquad \wedge [\lambda^*_{T_1T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \wedge [\lambda^*_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \wedge \\ \qquad \wedge [\lambda^{**}_{T_0T_1}(\mu=\mu_{\max})>0] \wedge (r_{X\varepsilon T_1} > r_{X\varepsilon T_0}) \wedge \\ \qquad \wedge (r_{g\varepsilon T_1} > r_{g\varepsilon T_0}) \wedge D_{\varepsilon T_1} > D_{\varepsilon T_0} \end{cases} \quad (50)$$

формируется единичный сигнал индикации, показывающий начало микроизменения технического состояния объекта. Такое заблаговременное выявление микроизменений в техническом состоянии объектов позволяет организовать своевременные профилактические мероприятия и предотвратить появление дефектов, которые могут привести к изменению технического состояния объекта контроля. В результате появляется возможность значительно сократить общий объем ремонтных работ и средств и уменьшить число внезапных разрушительных аварий [1, 5, 9–11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Aliev T.A. Digital noise monitoring of defect origin. — London: Springer-Verlag, 2007. — 235 p.
2. Aliev T.A. Robust technology with analysis of interference in signal processing. — New York: Kluwer Academ. Publ., 2003. — 199 p.
3. Musaeva N.F. Methodology of calculating robustness as an estimator of the statistical characteristics of a noisy signal // Automat. Contr. and Comput. Scie. — 2005. — **39**, N 5. — P. 53–62.
4. Алиев Т.А. Экспериментальный анализ. — М.: Машиностроение, 1991. — 272 с.
5. Bendat J.S., Piersol A.G. Random data: Analysis & measurement procedures. — Wiley-Interscience, 2000. — 594 p.
6. Preumont A. Random vibration and spectral analysis (Solid mechanics and its applications, 33). — New York: Kluwer Academ. Publ., 1994. — 271 p.
7. Mehrotra A., Sangiovanni-Vincentelli A. Noise analysis of radio frequency circuits. — New York: Kluwer Academ. Publ., 2004. — 184 p.
8. Алиев Т.А. Теоретические основы анализа помехи и помехопрогноза аварий // Кибернетика и системный анализ. — 2008. — № 4. — С. 20–31.
9. Бранцевич П.Ю. Алгоритмы определения амплитудных и фазовых параметров вибрации / МНТК «Новые информационные технологии в науке и производстве» // Материалы конф. — Минск: БГУИР-Медиу М, 1998. — С. 219–222.
10. Барков А.В., Баркова Н.А., Азовцев А.Ю. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации. — СПб: Изд-во Государственного морского техн. ун-та, 2000. — 169 с.
11. Collacott R.A. Structural integrity monitoring. — London; New York: Chapman and Hall, 1989. — 455 p.
12. Абломейко С.В., Лагуновский Д.М. Обработка изображений: технология, методы, применения. — Минск: Амалфея, 2000. — 304 с.
13. Jin J., Shi J. Feature-preserving data compression of stamping tonnage information using wavelets // Technometrics. — 1999. — **41**, N 4. — P. 327–339.

Поступила 03.12.2008