

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ ДОЛГОВЕЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ

В.А. Гайский, П.В. Гайский

Институт природно-технических
систем

г. Севастополь, ул. Ленина, 28

E-mail: gaysky@inbox.ru

В работе обсуждаются возможности увеличения межповерочного интервала измерительных каналов путем использования параметрически инвариантных структур, повышения информативности проверок и применением множества измерительных трактов.

Введение. Проблема обеспечения метрологической долговечности измерительных каналов всегда актуальна, поскольку выполнение проверок требует затрат. Особенно актуальна она для измерительных средств систем контроля окружающей среды, которые находятся в непосредственно в среде, деградируют быстрее других и зачастую не могут обслуживаться в процессе эксплуатации. В идеале желательно иметь время работы измерительного канала в допуске большим времени безотказной работы устройства по элементной надежности.

Безусловно долговечность устройств зависит от стабильности характеристик материалов, из которых оно построено. Из истории техники известны примеры создания и использования долговечных устройств за счет применения высококачественных материалов и долговременной тренировки в переменных температуре и давлении перед использованием. Примером этому промежуточные лампы-усилители сигналов в ретрансляторах трансатлантических телефонных кабелей, отдельные экземпляры ламп накаливания, работающие годами. Однако с развитием массового производства электроники более экономичными для обеспечения точности измерительных приборов оказались кибернетические (в терминологии семидесятых годов про-

шлого столетия) или схемно-алгоритмические методы, предусматривающие введение структурной и временной избыточности и вычислительно-управленческих операций для автоматической градуировки в рабочем режиме по образцовым мерам, замещающим измеряемый сигнал. Там, где этот сигнал является электрическим (например, на выходе первичных измерительных преобразователей неэлектрических величин в электрические) получены эффективные технические решения для градуировки в рабочем режиме части измерительного тракта, включающей вторичный измерительный преобразователь (частично) и аналого-цифровой преобразователь. Такие решения реализованы во многих стандартных покупных изделиях и их время работы в допуске по точности определяется временем безотказной работы по элементной надежности. Это дает основание некоторым приборостроительным фирмам (например, фирма RBR, США) поставлять измерительные приборы с вечной гарантией. Другие фирмы (например, SBE, США) гарантируют определенный срок сохранения точности.

Однако большинство фирм-производителей измерительных приборов не дают гарантийный срок работы в допуске и, в лучшем случае, указывают необходимый поверочный интервал.

Несмотря на разработанные и используемые методы повышения точности, не достаёт общего анализа их возможностей для обеспечения метрологической долговечности.

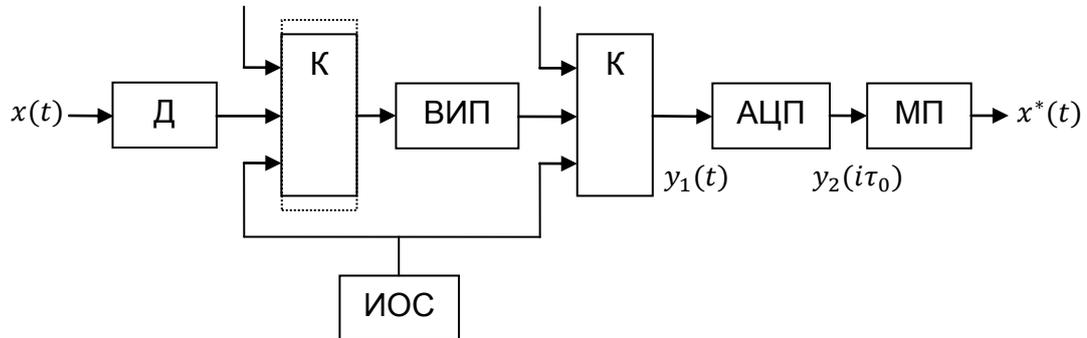
Постановка задачи. Исследовать возможности увеличения межповерочного интервала измерительных каналов с использованием структурной и информационной избыточности.

Градуировочные характеристики измерительных каналов. Типичная обобщенная структурная схема цифрового измерительного канала представлена на рис. 1. Измерительный канал содержит датчик (Д) (первичный измерительный преобразователь параметра окружающей среды в электрический сигнал), вторичный измерительный преобразователь (ВИП) (схему включения датчика), коммутатор (к) в устройстве с

несколькими датчиками, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), обычно имеющий различную внутреннюю структуру в зависимости от способа преобразования, микропроцессор

(МП) и источник образцового сигнала (ИОС).

Коммутатор может стоять перед или после ВИП.



Р и с. 1. Обобщенная структурная схема цифрового измерительного канала

Параметр $x(t)$ природной среды (температура, давление, электропроводимость, концентрация вещества или растворенного газа и др.) поступает на вход датчика, преобразуется в аналоговый выходной сигнал $y_1(t)$ в ВИП и в АЦП преобразуется в цифровые отсчеты $y_2(i\tau_0)$ с интервалом времени τ_0 . В общем случае измерительные преобразования должны обеспечить восстановление входного сигнала $x^*(t)$ по ряду дискретных отсчетов $y(i\tau_0)$ на выходе измерительного канала с гарантированной точностью. Это осуществляется при использовании полных градуировочных характеристик (ПГХ) $x^*(t) = f[y(t)]$, включающих параметры статической и динамической функции преобразования.

Принято считать, что направленный тракт аналогового (и не только) преобразования сигнала для информативного параметра можно представить с любой заданной точностью моделью из последовательного включения двух типовых звеньев разного порядка: линейных динамических измерительных преобразователей (ДИП), описываемых дифференциальным уравнением n -го порядка вида

$$x(t) = \sum_{j=0}^n d_j y^{(j)}(t) \quad (1)$$

и нелинейных безынерционных измерительных преобразователей (БИП), ГХ

которых описываются степенным алгебраическим полиномом m -го порядка вида

$$x(t) = \sum_{i=0}^m a_i y^i(t) \quad (2)$$

Для измерительных каналов низкой точности достаточно модели из одного звена вида (1) или (2) или из двух последовательно включенных звеньев. Для каналов высокой точности нужны более сложные модели.

Например, для ДИП $_n \times$ БИП $_m$ модель

$$x(t) = \sum_{j=0}^n d_j \left[\sum_{i=0}^m a_i y^i(t) \right]^{(j)} \quad (3)$$

Для БИП $_m \times$ ДИП $_n$ модель

$$x(t) = \sum_{i=0}^m a_i \left[\sum_{j=0}^n d_j y^{(j)}(t) \right]^i \quad (4)$$

В общем случае формулу для модели тракта из цепочки типовых звеньев формируют с конца. Например, для цепочки ДИП $_n \times$ БИП $_m \times$ ДИП $_n \times$ БИП $_m$, которой ДИП $_n$ описывает инерционные свойства датчика, БИП $_m$ отражает нелинейность обратного преобразования сигнала (ГХ) в датчике и вторичном измерительном преобразователе (из-за нелинейности прямого преобразования), ДИП $_n$ отражает интегрирующие свойства АЦП, а БИП $_m$ – его нелинейную обратную

функцию преобразования (ГХ) (из-за нелинейной прямой функции преобразо-

вания) модель будет иметь вид

$$\sum_{j=0}^n d_j \left[\sum_{i=0}^m a_i \left[\sum_{j=0}^{n1} d_{1j} \left[\sum_{i=0}^{m1} a_{1i} y^i(t) \right] \right]^{(j)} \right]^{(i)} \quad (5)$$

Для иллюстрации развернутой записи моделей ПГХ приведем некоторые примеры, охватывающие большинство

измерительных каналов средней точности.

Модель ДИП₁ × БИП₁

$$x(t) = a_0 d_0 + d_0 a_1 y(t) + a_1 d_1 y^{(1)}(t) = c_0 + c_1 y(t) + c_2 y^{(1)}(t). \quad (6)$$

Модель ДИП₁ × БИП₂

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 d_0 + a_1 d_0 y(t) + a_2 d_0 y^2(t) + a_1 d_1 y^{(1)}(t) + 2a_2 d_1 y(t) y^{(1)}(t) = \\ &= c_0 + c_1 y(t) + c_2 y^2(t) + c_3 y^{(1)}(t) + c_4 y(t) y^{(1)}(t). \end{aligned} \quad (7)$$

Модель ДИП₁ × БИП₃

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 d_0 + a_1 d_0 y(t) + a_2 d_0 y^2(t) + a_3 d_0 y^3(t) + a_1 d_1 y^{(1)}(t) + 2a_2 d_1 y(t) y^{(1)}(t) + \\ &+ 3a_3 d_1 y^2(t) y^{(1)}(t) = c_0 + c_1 y(t) + c_2 y^2(t) + c_3 y^3(t) + c_4 y^{(1)}(t) + c_5 y(t) y^{(1)}(t) + \\ &+ c_6 y^2(t) y^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

Модель ДИП₁ × БИП₄

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 d_0 + a_1 d_0 y(t) + a_2 d_0 y^2(t) + a_3 d_0 y^3(t) + a_4 d_0 y^4(t) + a_1 d_1 y^{(1)}(t) + \\ &+ 2a_2 d_1 y^3(t) y^{(1)}(t) + 2a_3 d_1 y^2(t) y^{(1)}(t) + 4a_4 d_1 y^3(t) y^{(1)}(t) = c_0 + c_1 y(t) + \\ &+ c_2 y^2(t) + c_3 y^3(t) + c_4 y^4(t) + c_5 y^{(1)}(t) + c_6 y^3(t) y^{(1)}(t) + c_7 y^2(t) y^{(1)}(t) + c_8 y^3(t) y^{(1)}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

Модель ДИП₂ × БИП₁

$$x(t) = a_0 d_0 + a_1 d_0 y(t) + a_1 d_2 y^{(1)}(t) + a_1 d_2 y^{(2)}(t) = c_0 + c_1 y(t) + c_2 y^{(1)}(t) + c_3 y^{(2)}(t) \quad (10)$$

Модель ДИП₂ × БИП₂

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 d_0 + a_1 d_0 y_2(t) + a_2 d_0 y^2(t) + a_1 d_1 y^{(1)}(t) + 2a_2 d_1 y(t) y^{(1)}(t) + a_1 d_2 y^{(2)}(t) + \\ &+ 2a_2 d_2 y^{(1)}(t) y^{(1)}(t) + 2a_2 d_2 y(t) y^2(t) = c_0 + c_1 y_2(t) + c_2 y^2(t) + c_3 y^{(1)}(t) + \\ &+ c_4 y(t) y^{(1)}(t) + c_5 y^{(2)}(t) + c_6 y^{(1)2} + c_7 y(t) y^{(2)}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

Модель ДИП₂ × БИП₃

$$\begin{aligned}
x(t) &= a_0 d_0 + a_1 d_0 y(t) + a_2 d_0 y^2(t) + a_3 d_0 y^3(t) + a_4 d_1 y^{(1)}(t) + \\
&+ 2a_2 d_1 y(t) y^{(3)}(t) + 3a_3 d_1 y^2(t) y^{(1)}(t) + a_1 d_2 y^{(2)}(t) + 2a_2 d_2 y^{(1)}(t) y^{(1)}(t) + \\
&+ 2a_2 d_1 y(t) y^2(t) + 6a_3 d_2 y(t) y^{(1)}(t) y^{(1)}(t) + 3a_3 d_2 y^2(t) y^{(2)}(t) = \\
&= c_0 + c_1 y(t) + c_2 y^2(t) + c_3 y^3(t) + c_4 y^{(1)}(t) + c_5 y(t) y^3 + c_6 y^3(t) y^{(1)}(t) + \\
&+ c_7 y^{(2)}(t) + c_8 y^{(1)^2}(t) + c_9 y(t) y^2(t) + c_{10} y(t) y^{(1)^2}(t) + c_{11} y^2(t) y^{(2)}(t)
\end{aligned} \tag{12}$$

Пример 1. Модель 6 справедлива для резисторного датчика температуры, у которого сопротивление $R(t)$ связано с его температурой $\theta(t)$ выражением

$$\theta(t) = -\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\alpha R_0} R(t), \tag{13}$$

а температура датчика $\theta(t)$ связана с температурой среды $\theta_c(t)$ выражением

$$\theta_c(t) = \theta(t) + \varepsilon(t) \theta^{(1)}(t), \tag{14}$$

где α – коэффициент термочувствительности материала датчика, R_0 – сопротивление датчика при некоторой начальной температуре ($\theta = 0^\circ C$), $\varepsilon(t)$ – коэффициент термической инерции.

Для датчика в целом ГХ

$$\theta_c(t) = -\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\alpha R_0} R(t) + \frac{\varepsilon(t)}{\alpha R_0} R^{(1)}(t) \tag{15}$$

где $c_0 = -\frac{1}{\alpha}$, $c_1 = \frac{1}{\alpha R_0}$, $c_2(t) = \frac{\varepsilon(t)}{\alpha R_0}$.

Параметры c_0 и c_1 консервативные величины и могут быть приняты за постоянные величины между поверками.

Анализ полученных моделей ПГХ показывает, что во всех моделях есть член $c_0 = a_0 d_0$, который является аддитивным к входному сигналу $x(t)$, т.е. является смещением «нуля». Долговременная стабильность ПГХ возможна только при стабильности всех $(\kappa+1)$ параметров $\{c_i\}$ ($i = \overline{0, \kappa}$) модели.

Следовательно, все параметры $\{c_i\}$ должны быть известны.

Желательно идентифицировать эти параметры в рабочем режиме. Как уже указывалось выше, это возможно для той части измерительного тракта, в которой измерительный сигнал можно заместить образцовым. Другая возможность предоставляется при использовании параметрически инвариантных структур [1].

Параметрически инвариантные структуры. В общем виде ПГХ измерительного тракта можно представить так

$$x(t) = c_0 + \sum_{v=1}^{\kappa} c_v \varphi_v[y(t)], \tag{16}$$

где v и κ зависят от конкретной модели канала, $\varphi_v[y(t)]$ – члены полинома тракта κ , вычисленные из значений выходного сигнала $y(t)$ на некотором отрезке времени (вычисления для производных), c_v – параметры информационной модели измерительного тракта $v = \overline{1, \kappa}$, c_0 – смещение нуля, определяемое при внешних поверках, поэтому известное на интервале времени между поверками с необходимой точностью.

Используем несколько идентичных по модели измерительных трактов, но с другими параметрами $c_v, v = \overline{0, \kappa}$, и сформируем многоканальную систему.

Например, для двух каналов получим систему линейных алгебраических уравнений вида

$$\begin{cases} x(t) - \sum_{v=1}^{\kappa} c_{1v} \varphi_{1v}[y_1(t)] = c_{10}; \\ x(t) - \sum_{v=1}^{\kappa} c_{2v} \varphi_{2v}[y_2(t)] = c_{20}. \end{cases} \tag{17}$$

Для первого момента времени система содержит $2\kappa + 1$ неизвестных, для τ отсчетов будет 2τ уравнений и $2\kappa + \tau$ неизвестных (2κ параметров моделей и τ отсчетов сигнала $x(t)$), в предположении постоянства c_{iv} на этом отрезке времени.

Если $2\tau \geq 2\kappa + \tau$, $\tau \geq 2\kappa$, то количество уравнений больше или равно числу неизвестных c_{iv} и $x(c)$. Причем изменение параметров c_{iv} моделей за время $\tau = 2\kappa$ считаем незначительными.

Расширенная матрица системы (17) в общем случае имеет вид

$$\begin{array}{cccccccccccccccc|c}
 x(1) & x(2) & x(3) & \dots & x(\tau) & C_{11} & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1\kappa} & C_{21} & C_{22} & C_{23} & \dots & C_{2\kappa} & \\
 \hline
 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & \varphi_1(1) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & C_{10} \\
 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \varphi_1(2) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & C_{10} \\
 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \varphi_1(3) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & C_{10} \\
 \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & \varphi_1(K) & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & C_{10} \\
 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \varphi_2(1) & 0 & 0 & \dots & 0 & C_{20} \\
 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \varphi_2(2) & 0 & \dots & 0 & C_{20} \\
 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \varphi_2(3) & \dots & 0 & C_{20} \\
 \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \varphi_2(K) & C_{20} \\
 \hline
 \end{array} \tag{18}$$

Решение системы (17) позволяет определить входной сигнал $x(t)$ и параметры моделей (если в этом есть необходимость) одновременно для 2κ прошедших моментов времени.

Пример 2. ПИС из двух каналов типа ДИП₁ × БИП₁

$$\begin{cases} x(t) - c_{11}y_1(t) - c_{12}y_1^{(1)}(t) = c_{10}; \\ x(t) - c_{21}y_2(t) - c_{22}y_2^{(1)}(t) = c_{20}. \end{cases} \tag{19}$$

Поскольку $\kappa = 2$, то $\tau = 4$.
Расширенная матрица системы

$$\begin{array}{cccccccc|cc|c}
 1 & 0 & 0 & 0 & -y_1(1) & -y_1^{(1)}(1) & 0 & 0 & C_{10} \\
 0 & 1 & 0 & 0 & -y_1(2) & -y_1^{(1)}(2) & 0 & 0 & C_{10} \\
 0 & 0 & 1 & 0 & -y_1(3) & -y_1^{(1)}(3) & 0 & 0 & C_{10} \\
 0 & 0 & 0 & 1 & -y_1(4) & -y_1^{(1)}(4) & 0 & 0 & C_{10} \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -y_2(1) & -y_2^{(1)}(1) & C_{20} \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -y_2(2) & -y_2^{(1)}(2) & C_{20} \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -y_2(3) & -y_2^{(1)}(3) & C_{20} \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -y_2(4) & -y_2^{(1)}(4) & C_{20} \\
 \hline
 \end{array} \tag{20}$$

Таким образом, решение системы относительно входного сигнала не зависит от параметров моделей измеритель-

ных трактов, если они не потеряли работоспособности в результате катастрофи-

ческого отказа, и не изменились существенно за время набора k отсчетов, т.е. система является параметрически инвариантной.

В режиме идентификации параметров каналов, без определения входного

$$-\sum_{v=1}^k c_{1v} \varphi_{1v}[y_1(t)] + \sum_{v=1}^k c_{2v} \varphi_{2v}[y_2(t)] = c_{10} - c_{20} \quad , \quad (21)$$

содержащей $2k$ неизвестных c_{1v} и c_{2v} ($v = \overline{1, k}$), для определения которых требуется не менее $\tau \geq 2k$ отсчетов выходных сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$. Однако в данном случае увеличение числа тактов τ не ведет к увеличению числа неизвестных, поэтому увеличение числа уравнений вида (21) улучшает точность за счет использования метода наименьших квадратов при решении системы уравнений.

Однако значения смещения «нуля» c_{10} и c_{20} должны быть известны. Они определяются в результате поверки, при которой нет необходимости определять все параметры моделей каналов и, следовательно, её можно производить реже.

При поверке входной сигнал $x(t)$ замещается образцовым $x_0(t)$ и смещение нуля определяется согласно формуле

$$\begin{vmatrix} 1 & y(1) & y^2(1) & \cdots & y^m(1) & x_0(1) \\ 1 & y(2) & y^2(2) & \cdots & y^m(2) & x_0(2) \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot & \cdot \\ 1 & y(m+1) & y^2(m+1) & \cdots & y^m(m+1) & x_0(m+1) \end{vmatrix} \quad (24)$$

В принципе достаточно определить только c_0 , а остальные k коэффициентов можно определить в режиме идентификации ПИС (система (16)). Однако в режиме градуировки порядок системы уравнений $(m+1) < k$ и определение

сигнала $x^*(t)$ вместо системы уравнений (17) получим систему уравнений вида

$$c_0 + \sum_{v=1}^k c_v \varphi_v[y(t)] = x_0(t) \quad , \quad (22)$$

причем $x_0(t)$ может быть $x_0(t) = const$, при котором все производные выходного сигнала после окончания переходного процесса будут равны нулю.

При этом

$$c_0 + \sum_{v=1}^m c_v y^v(t) = x_0(t) \quad (23)$$

и необходимо не менее $(m+1)$ моментов времени с разными $x_0(\tau)$ для определения c_0 и m коэффициентов c_v из решения системы, расширенная матрица которой имеет вид

статических коэффициентов c_v предпочтительнее.

Таким образом, все коэффициенты c_v ($v = \overline{1, k}$) определяются в режиме ПИС, содержащей два или более каналов, в рабочем режиме с адаптацией к их

изменениям под воздействием влияющих факторов (времени, температуры, давления и любых других), кроме смещения «нуля» c_0 .

Коэффициенты c_0 определяются в режиме поверки и с учетом влияющих факторов, т.е. необходимо использовать принципы построения инвариантных систем для получения семейства функций влияния.

Повышение информативности поверок. Как было выше показано, целью поверки измерительных каналов с ПИС является определение величины смещения нуля $c_0(t)$, которая является непрерывной функцией времени и поверки дают её дискретные отсчеты $c_0(iT_0)$ с интервалом T_0 . Естественно, что здесь можно использовать все известные результаты по теории дискретизации и восстановлению непрерывных процессов. Для этого необходимо знать спектр $c_0(\omega)$ (для детерминированного) или функцию спектральной плотности $S_{c_0}(\omega)$ (для случайного) процесса $c_0(t)$, т.е. иметь реализацию $c_0(t)$ или ряд отсчетов $c_0(i\tau_0)$ ($\tau_0 \leq T_0$) для расчета этих величин. В сложившейся практике метрологического обеспечения контактных океанографических приборов (например, зондирующих) и калибровки дистанционных измерителей параметров поверхности моря (например, с ИСЗ) интервал T_0 не может быть меньше продолжительности одной океанографической станции (несколько часов) или времени одного оборота спутника по орбите (1,5 часа).

В этом случае полученный ряд отсчетов (поверок) $c_0(iT_0)$ может быть оценен на наличие элиайзинга [2], а при наличии оценки некоторой модели спектра может быть получена оценка погрешности дискретизации от элиайзинга [3]. Если эта погрешность окажется выше допустимой (например, выше чем $1/3 \overline{c_0}$), то необходимо уменьшить интервал дискретизации (интервал времени между поверками). Если уменьшение

интервала T_0 невозможно по указанным выше ограничениям, то исследуется возможность выполнения «пакетной» дискретизации [3] (выполнения нескольких последовательных поверок (калибровок) с малым интервалом времени $\tau_0 \ll T_0$ вместо одной). Такая последовательность может быть выполнена в интервале между океанографическими станциями для зондирующих приборов и при пролете спутника над калибровочным полигоном. Далее последовательность пакетов отсчетов с интервалом T_0 используются для восстановления дискретизированного сигнала с оценкой погрешности от элиайзинга при дискретизации с интервалом T_0/k , где k – число отсчетов (поверок) в пакете.

Можно ожидать, что при восстановлении широкополосного сигнала $c_0(t)$ по дискретным отсчетам погрешность будет тем меньше, чем выше порядок восстанавливающего фильтра, который в пределе может быть равен числу отсчетов n минус 1. Если такая начальная задержка допустима, то целесообразно использовать спектральное восстановление сигнала переходом от представления в дискретном спектре Фурье из n членов к непрерывному. Если есть требование о получении восстановленного сигнала $c_0(t)$ в реальном масштабе времени при начальной задержке не более m отсчетов, то можно использовать известные интерполяторы $(m-1)$ -го порядка, погрешность которых можно оценить при априорно известных разных спектрах исходного процесса [4].

Таким образом, повышение информативности поверок означает накопление ряда поверок, оценку дискретного спектра, установление наличия или отсутствия элиайзинга, оценку погрешности от элиайзинга, принятие мер по его уменьшению при необходимости, выбор восстанавливающего фильтра с оценкой его погрешности.

Использование множества каналов для измерения одной величины. Текущее значение измеряемого сигнала может быть принято как математическое ожидание выборки из N восстановлен-

ных на входах $x_i^*(t)$ сигналов N статистических независимых измерительных каналов по формуле

$$M[x^*(t)] = \sum_{i=1}^N p_i[x_i^*(t)], \quad (25)$$

где $p(x)$ – плотность распределения вероятности значений $x_i^*(t)$, которая определяется тем точнее, чем больше объем выборки N (число каналов). Сразу после поверки каналов дисперсия выборки будет минимальной (в допуске), а затем растёт за счет ухода параметров, а в ПИС за счет ухода смещения нуля c_{i0} .

Если считать, что дисперсия матожидания $M[x^*(t)]$ уменьшается в N раз (что справедливо для распределения по нормальному закону), то можно принять его оценку за значение образцовой величины $M[x^*(t)] = x_0(t)$ и произвести текущую поверку всех каналов для идентификации всех параметров c_{iv} ($v = 0, \kappa$) или частично для идентификации только смещения нуля c_{i0} (для ПИС). Последнее выполняется просто, если считать, что сглаженные на интервале T отклонения $x_i^*(t)$ от $M[x^*(t)]$ являются изменениями смещения нулей

$$\Delta c_{i0}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \{M[x^*(t)] - x_i^*(t)\} dt, \quad (26)$$

то текущее значение смещения нуля $c_{i0}(t)$ будет равно

$$c_{i0}(t) = c_{i0}(t-T) + \Delta c_{i0}(t) \quad (27)$$

при $t \geq T$ и $c_{i0}(t) = c_{i0}(0)$ при $0 < t < T$, где $c_{i0}(0)$ – значение смещения нуля при последней внешней поверке.

Выбор интервала сглаживания T зависит от формы спектра внутренних инструментальных шумов измерительного канала и допустимой погрешности откорректированного значения $c_{i0}(t)$.

Коррекция значения $c_{i0}(t)$ приведет к изменению текущих оценок параметров $c_{iv}(t)$ ($v = \overline{1, \kappa}$) в ПИС. За этим последует изменение неувязок $\Delta c_{i0}(t)$ и т.д.

Сходимость этого процесса требует дополнительного исследования для конкретных случаев.

Если сходимость процедуры адаптивной идентификации параметров каналов для конкретной модели и характеристик инструментальных шумов обеспечена, то метрологическая долговечность системы с множеством каналов ограничена только временем безотказной работы по элементной надежности.

Представляется возможным уже на современном уровне техники реализация систем с множеством каналов для измерения температуры, электропроводимости, гидростатического давления, оптических, акустических и других величин в окружающей среде.

Закключение. Рассмотрены структурно-информационные методы повышения метрологической долговечности измерительных каналов, позволяющие создать технические средства и измерительные информационные технологии, рабочая долговечность которых определяется временем безотказной работы по элементной надежности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гайский В.А.* Параметрически инвариантные системы с динамическими линейными измерительными преобразователями // Приборостроение. – Киев: Наукова думка. – 1983. – Вып. 33. – С. 63–67.
2. *Гайский В.А., Гайский П.В.* Элиайзинг в системах контроля окружающей среды и пути борьбы с ним // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ НАН Украины, 2013. – Вып. 19. – С. 69–78.
3. *Гайский В.А., Гайский П.В.* Спектральная интерполяция дискретизированных процессов (антиэлиайзинг) // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ НАН Украины, 2014. – Вып. 20. – С. 84–88.
4. *Гайский В.А., Гайский П.В.* Погрешности интерполяции процессов с известным спектром // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ НАН Украины, 1999. – С. 105–117.