

КОМП'ЮТЕРНІ ЗАСОБИ, МЕРЕЖІ ТА СИСТЕМИ

З метою організації оперативно-го моніторингу станів об'єктів обґрунтовуються мінімальні первинні потоки даних. Пропонуються способи визначення інтегральних і диференціальних характеристик вибірок сигналів та способи відображення інформаційних образів об'єктів тривалого моніторингу.

© Б.М. Шевчук, 2005

УДК 681.31

Б.М. ШЕВЧУК

МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ТА ВІДОБРАЖЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ІНФОРМАЦІЙНИХ СТАНІВ ОБ'ЄКТІВ ТРИВАЛОГО МОНІТОРИНГУ

Отримання достовірної інформації про поведінку об'єктів досліджень досягається шляхом тривалого спостереження за динамікою сигналів, які характеризують стан об'єктів в різних робочих та перехідних періодах. Тривалий та періодичний моніторинг сигналів дозволяє виявити найбільш інформативні ділянки сигналів і вчасно виявити загрозові стани об'єктів. Доцільність організації тривалого моніторингу станів об'єктів виникає у процесі виконання наукових досліджень природних об'єктів, об'єктів екомоніторингу, під час вивчення властивостей невідомих явищ і рідкісних подій, у процесі розробки та дослідження характеристик нових технологій і матеріалів, при випробуванні та експлуатації складних людино-машинних комплексів і систем в авіації та космонавтиці, у процесі контролю за станом промислових об'єктів, у практиці медицини (телемедицини) та спорту. Поведінка об'єктів тривалого моніторингу (ОТМ) є найбільш інформативною в критичних умовах, коли об'єкти знаходяться в русі або перебувають в екстремальних умовах чи експлуатуються в агресивних середовищах. В таких випадках різко змінюються умови моніторингу, що призводить до появи шумів і завад в сигналах, які є первинним інформаційним відображенням зміни станів ОТМ. Часто із-за високочастотних шумів і дрейфів ізолінії інформативні фрагменти сигналів спотворюються або сприймаються як завади. Відповідно показники сигналів, які обчислюються (спектри,

кореляції, статистичні та хаотичні показники), часто є недостовірними. Тому актуальною проблемою дослідження поведінки об'єктів, які ґрунтуються на організації відбору первинних сигналів, є виявлення достовірних ділянок і вибірок сигналів для оперативного обчислення вірогідних оцінок сигналів та визначення на їх основі показників інформаційних станів об'єктів досліджень. З урахуванням організації оперативного виявлення станів об'єктів безпосередньо в місцях виникнення інформаційних потоків запропоновані методи визначення диференційних та інтегральних характеристик поточних вибірок сигналів на основі результатів фільтрації і стиску первинних відліків сигналів. Отримані дані є базовою інформацією для визначення і відображення двох- і трьохвимірних показників та інформаційних образів ОТМ, які адекватно відображають поточні роботи, функціональні і перехідні стани об'єктів. Кінцевою метою запропонованого способу оперативного моніторингу об'єктів є виявлення в реальному часі і повідомлення дослідників про наявність чи наближення критичних та загрозливих станів об'єктів. Здійснення оперативної обробки даних безпосередньо на об'єктах дозволяє виявити і передавати по комп'ютерних мережах найбільш інформативні і достовірні масиви первинних даних.

Оптимізація процесів формування первинних інформаційних потоків.

Інформаційний стан (ІС) об'єктів характеризується динамікою показників сигналів та обчислених величин і характеристик, які визначаються на основі аналізу первинних даних. Інформативність та достовірність визначених характеристик ІС об'єктів значною мірою залежить від інформативності кожного із сигналів, що підлягає контролю, умов відбору інформації та ступені "зашумленості" вхідних сигналів. На першому етапі оперативної обробки даних важливо формувати оптимальні потоки вхідної інформації та визначати вхідне співвідношення "сигнал/шум" для виявлення достовірних ділянок і вибірок сигналів. З метою дотримання єдиних підходів до обробки різних за динамікою і точністю відновлення сигналів доцільно обґрунтувати вибір мінімально допустимої частоти дискретизації сигналів. У процесі аналого-цифрового перетворення N сигналів, кожний з яких характеризується мінімальними і максимальними амплітудними X_{\min}^i, X_{\max}^i і частотними f_{\min}^i, f_{\max}^i значеннями, мінімально допустима частота опиту (вибірки сигналів) вибирається з урахуванням уникнення ефекту накладення (маскування) частот та дотримання максимально допустимої похибки при відновленні форми m -го сигналу з найбільш високочастотною складовою f_{\max}^m . Із практичних міркувань для i -го сигналу, $i = 1, \dots, N$, можна записати $f_{on}^i = f(f_{\max}^i, P^i, n^i, \delta_s^i)$, де P^i – тип фільтру нижніх частот (ФНЧ), який встановлюється на вході АЦП i -го каналу; n^i – порядок ФНЧ; $\delta_s^i \approx \delta_{ni}^i + \delta_n^i + \delta_{\text{ФНЧ}}^i + \delta_{\text{АЦП}}^i + \delta_a^i$; δ_s^i – сумарна відносна похибка тракту введення та обробки інформації; δ_{ni}^i – похибка первинного перетворювача інформації; δ_n^i – похибка засобів підсилення i -го сигналу; $\delta_{\text{ФНЧ}}^i$ – похибка ФНЧ; $\delta_{\text{АЦП}}^i$ – похибка АЦП; δ_a^i – похибка апроксимації у процесі відновлення кривої i -го сигналу. Відповідно більш точніше визначення характеристик сигналів та показників об'єктів при збереженні

мінімальних інформаційних потоків вимагають використання складніших і точніших підсилювачів, ФНЧ і АЦП. Частота опиту m -го сигналу

$$f_{on}^m = f_{oK}^m = 2F_s^m,$$

де f_{oK}^m – частота дискретизації по Котельникову; $F_s^m = K_\phi^m \cdot f_{\max}^m$; F_s^m – частота подавлення m -го ФНЧ; $K_\phi^m = f(P^m, n^m, A_{\max}^m, A_{\min}^m, q_{\max}^m)$ – коефіцієнт степені підвищення частоти дискретизації m -го сигналу в залежності від типу і порядку ФНЧ, значення розмаху пульсацій A_{\max}^m в смузі пропускання ФНЧ та значення подавлення A_{\min}^m сигналу в смузі подавлення ФНЧ; q_{\max}^m – максимальна кількість біт АЦП при двійковому кодуванні m -го сигналу. Максимальна частота опиту N -канального АЦП вибирається відповідно до виразу

$$f_{on}^N = N \cdot f_{on}^m = 2N \cdot K_\phi^m \cdot f_{\max}^m.$$

При цьому частота опиту менш високочастотних i -х сигналів вибирається в k_i раз меншою щодо f_{on}^m , де $k_i = \lceil f_{\max}^m / f_{\max}^i \rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ – ознака цілої величини, взятої до меншої. Збиткові інтервали опиту $T_{on}^N = 1/f_{on}^N$, які виникають при аналого-кодовому перетворенні менш високочастотних сигналів, доцільно використовувати для організації попередньої обробки відліків сигналів.

Таким чином, первинні інформаційні потоки суттєво залежать від вимог до метрологічних характеристик апаратури підсилення, аналогової фільтрації і перетворення сигналів. Зменшення інформаційних потоків при збереженні метрологічних характеристик апаратури досягається за рахунок ускладнення вхідних ФНЧ і використання більш дорогих АЦП, вибраних за критерієм "відношення кількості достовірних біт на одиницю витрат" та шляхом ускладнення алгоритмів стиску інформації. Для завантаження каналів зв'язку та засобів накопичення даних комп'ютерних мереж достовірною інформацією важливо виконувати умови отримання достовірних двійкових відліків сигналів. Необхідна максимальна розрядність АЦП для i -го сигналу визначається величиною

$$q_{\max}^i = \lceil \log_2 D^i \rceil = \lceil \log_2 (X_{\max}^i / X_{\min}^i) \rceil,$$

де q_{\max}^i – максимальна кількість двійкових біт при кодуванні i -го сигналу; D^i – динамічний діапазон амплітудних значень i -го сигналу; $\lceil \cdot \rceil$ – ознака цілої величини, взятої до більшої. Умовами отримання достовірних q -бітових відліків сигналів є вибір АЦП з мінімальними часовими параметрами вибірки і перетворення відліків сигналів, збереження мінімальних спотворенням форми сигналів аналоговим трактом (тобто, щоб виконувалась умова $\delta_{ni}^i + \delta_n^i + \delta_{ФНЧ}^i < \delta_{АЦП}^i$), до-

тримання умов відбору інформації, за яких досягаються максимальні вхідні співвідношення "сигнал/шум".

Для вибору оптимальної частоти опиту m -го сигналу доцільно проаналізувати залежність $K_\phi = f(q)$ умов отримання достовірних відліків сигналів. Відомо [1, 2], що процес квантування сигналів характеризується максимальною абсолютною похибкою $\Delta_{\text{кв max}} = k/2$, де $k = (X_{\text{max}} - X_{\text{min}})/2^q$ – величина кванту, а також максимальною зведеною похибкою від квантування по рівню $\delta_{\text{кв}} = k/2(X_{\text{max}} - X_{\text{min}}) = 1/2(Q-1)$, де $(X_{\text{max}} - X_{\text{min}})$ – шкала квантування; Q – число рівнів шкали, включаючи нульовий ($Q = 2^q - 1$). Тому вибір мінімально допустимого значення коефіцієнта K_ϕ та характеристики і параметрів ФНЧ пов'яжемо з вимогами до точності АЦП, яка характеризується границями допустимої відносної основної похибки (в %) [1] і визначається по формулі $\delta_{\text{АЦП}} = (\Delta_{\text{abs}} / x) \cdot 100$, де Δ_{abs} – допустима абсолютна основна похибка; x – вимірне значення вхідної величини.

Слід підкреслити, що мінімальні значення відносної похибки $\delta_{\text{АЦП}}$ відповідають максимальним значенням величини x , а сумарна похибка процесу аналого-цифрового перетворення $\delta_{\text{АЦП}}$ складається із суми елементарних складових похибок, основними (вагомими) серед яких є похибка квантування (методична похибка) $\delta_{\text{кв}}$, динамічна похибка δ_σ , інструментальна похибка δ_i та інші [2–4]. Величини складових похибки АЦП $\delta_{\text{АЦП}}$ значною мірою визначаються вартістю АЦП. Тому вибір значення коефіцієнта K_ϕ пов'яжемо із значенням відносної похибки квантування $\delta_{\text{кв}}$, яка на практиці визначає міру підвищення частоти дискретизації сигналу, тобто платнею за більш точніше визначення амплітудних значень відліків сигналів є вибір більш високої частоти дискретизації та більш точніших АЦП. Всі інші складові похибки $\delta_{\text{АЦП}}$ додаються до похибки $\delta_{\text{кв}}$ і їх мінімізація вимагає вибору високометрологічних АЦП.

Оскільки низько амплітудні відліки сигналів вимірюються досить наближено, то для підвищення їх точності квантування доцільно адаптивно збільшувати коефіцієнт підсилення сигналу з метою наближення амплітудних значень відліків до максимального значення шкали квантування. Після цього шляхом перерахунку необхідно визначити істинні значення q_{nm} – бітових відліків з підвищеною точністю, де $q_{\text{nm}} > q_{\text{max}}$. Більш простішим способом точного вимірювання низько амплітудних відліків сигналів є використання АЦП з підвищеною розрядністю, що в свою чергу вимагає вибору високо метрологічних АЦП і підвищеної частоти дискретизації. Знаючи максимальну абсолютну похибку квантування $\Delta_{\text{кв max}} = k/2$ для заданої кількості достовірних біт q_{max} можливо визначити необхідне значення коефіцієнта ступеня підвищення частоти дискретизації K_ϕ з урахуванням метрологічних характеристик ФНЧ. На рис. 1 показані залежно-сті

$K_\phi = f(q)$ при використанні ФНЧ (BE – фільтр Бесселя, BU – фільтр Баттерворта, СН – фільтр Чебишева, EL – еліптичний фільтр) з порядками $n = 3-5$ та абсолютними похибками значення розмаху пульсацій в смузі пропускання $\Delta_{pn\max}$ і значення подавлення сигналу в смузі подавлення $\Delta_{n\max}$, які, згідно з умовою отримання достовірних двійкових кодів мають бути значно меншими порівняно з величиною $\Delta_{k\phi\max}$.

$$\Delta_{pn\max} \leq \Delta_{k\phi\max}/4 \quad \Delta_{n\max} \leq \Delta_{k\phi\max}/4$$

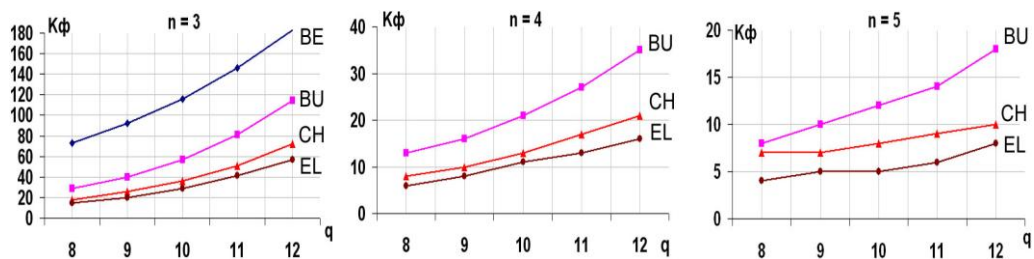


РИС. 1

Аналіз кривих показує, що для зменшення інформаційних потоків у процесі тривалого моніторингу об'єктів, доцільно обмежуватись величиною $q_{\max} = 8-10$ біт і використовувати ФНЧ типу Чебишева та еліптичні фільтри, порядок яких $n = 4-5$. Наприклад, при $q_{\max} = 10$ і при [5], які підлягають накопиченню та попередній обробці. Окрім цих сигналів використанні ФНЧ типу Чебишева з порядком $n = 5$, величинами $\Delta_{pn\max} < \Delta_{k\phi\max}/2$ і $\Delta_{n\max} < \Delta_{k\phi\max}/2$ коефіцієнт ступеня підвищення частоти дискретизації досягає величини $K_\phi = 6$. Для точних вимірювань, коли $q_{\max} \geq 12$, доцільно використовувати сігма-дельта АЦП. Подальше зменшення інформаційних потоків в місцях їх зародження досягається шляхом реалізації оперативної фільтрації та стиску двійкових відліків [5], двійкових послідовностей з використанням алгоритмів кодування Хаффмена, Лемпеля – Зіва, LZW-кодування або арифметичного кодування.

Визначення та відображення показників інформаційних станів об'єктів.

Поведінка ОТМ характеризується динамічними змінами суттєвих відліків сигналів, доцільно побічним способом контролювати стаціонарність умов відбору сигналів, які відображають різні функціональні та робочі режими діяльності об'єктів. Компактне кодування інформації у процесі тривалого моніторингу станів об'єктів досягається шляхом формування булевих змінних за результатами контролю обчислюваних функцій і величин $F(X_{PM})$. Значення булевих змінних визначається виразом

$$q_{vS} = \begin{cases} 1, & F(X_{PM}) - Z_v < \frac{\varepsilon_v}{2}, \\ 0, & F(X_{PM}) - Z_v \geq \frac{\varepsilon_v}{2} \end{cases},$$

де q_{vS} – значення v -го булевого елемента Q_S -го вектора ІС об'єкта; $Q_S = (q_{1S}, q_{2S}, \dots, q_{vS}, \dots, q_{rS})$; r – довжина вектора ІС об'єкта; $F(X_{PM})$ – функція або величина P -го сигналу, $P \leq N$; M – довжина вибірки (кількість відліків); Z_v – опорна величина (умовна норма) параметра, що підлягає контролю; ε_v – величина апертури. Сукупність параметрів $F(X_{PM})$, Z_v , ε_v і значення булевих змінних q_{vS} характеризують поточний ІС об'єкта. Тому в процесі оперативного моніторингу великої кількості об'єктів ця інформація підлягає передачі по каналах зв'язку, а первинні стислі дані сигналів підлягають накопиченню в об'єктових пристроях.

Показниками ІС об'єктів можуть бути результати апертурного контролю спектральних та кореляційних функцій і показників сигналів (динаміка огинаючої спектра, кореляційних кривих, величин дисперсії, середньоквадратичного відхилення, інтервалу кореляції), результати динаміки статистичних та хаотичних показників, показників мінливості і варіативності величин, показник Херста, фазові портрети сигналів, вейвлет-образи. Оскільки достовірність відліків кореляційних функцій суттєво залежить від стаціонарності сигналу за математичним очікуванням, то для оперативного визначення ІС об'єктів доцільно обчислювати відліки нормованої модульної функції у відповідності до виразу [5]

$$\rho_g(j) = \frac{2G_x(j)}{G_x^+(j_{\max}) + G_x^-(j_{\max})} \approx \frac{G_x(j)}{G_x(j_{\max})},$$

де $\rho_g(j)$ – j -й відлік нормованої модульної функції сигналу;

$$G_{xk}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |X_{ki} - X_{ki+j}| - j\text{-й відлік модульної функції } k\text{-го сигналу;}$$

X_{ki} – i -й відлік k -го сигналу; $G_x^+(j_{\max})$ і $G_x^-(j_{\max})$ – відповідно максимальне і мінімальне значення функції $G_{xk}(j)$ при $j = j_{\max}$.

Оперативне обчислення спектральних характеристик сигналів досягається шляхом визначення та обробки амплітудно-часових характеристик екстремальних відліків сигналів [6]. Для характеристики достовірності спектрально-кореляційних та інших інтегральних функцій і показників поточної вибірки сигналів у процесі фільтрації і стиску відліків визначається вхідне співвідношення "сигнал/шум" [5]. Інформація про ступінь "зашумленості" групи відліків характеризується різницею $\Delta X_{\phi}^i = |X^i - X_{\phi}^i|$ між поточними значеннями вхідних X^i та відфільтрованих X_{ϕ}^i відліків. Ця різниця співставляється з відліком X_{ϕ}^i і результат аналізу кодується службовими бітами за стислого кодування екстремальних відліків, наприклад, таким чином:

$$\begin{aligned}
 \text{"11"} - \Delta X_{uu}^i &> 0.25 \cdot X_{\phi}^i, & \text{"10"} - 0.125 \cdot X_{\phi}^i &\leq \Delta X_{uu}^i \leq 0.25 \cdot X_{\phi}^i, \\
 \text{"01"} - 0.062 \cdot X_{\phi}^i &\leq \Delta X_{uu}^i \leq 0.125 \cdot X_{\phi}^i, & \text{"00"} - \Delta X_{uu}^i &< 0.062 \cdot X_{\phi}^i.
 \end{aligned}$$

Оскільки інтегральні характеристики сигналів не реагують на локальні зміни внутрішньої структури вибірки сигналів, або навпаки, можуть змінюватись під впливом нестационарних факторів, то для підвищення їх інформативності доцільно визначати диференційні характеристики сигналів. Одним із способів оперативного аналізу внутрішньої структури вибірки сигналів є визначення кількості характерних динамічних змін і локальних коливань для побудови гістограми або частоти зустрічі випадкових величин. Найпростішим динамічним показником є інформаційна характеристика $I_1 = \sum_{d=1}^r |\Delta X_{\text{сут}}^d|$,

де $|\Delta X_{\text{сут}}^d| = X_{\text{сут}}^d - X_{\text{сут}}^{d-1}$ – модуль різниці між амплітудними значеннями сусідніх суттєвих відліків; $P_0 \leq |\Delta X_{\text{сут}}^d| \leq P_1$, P_0 , P_1 – порогові величини, які задаються дослідником; $d = 1, \dots, r$ – кількість відліків локальної ділянки сигналу, $r \geq 2K_{\phi}$. Для порівняльного аналізу сигналів з різними параметрами аналогово-

кодового перетворення інформативною є характеристика $I_2 = \sum_{d=1}^r |\Delta X_{\text{сут}}^d| / q_{\text{max}}$.

Усереднені значення показників I_1 та I_2 на інтервалі вибірки L , які визначаються виразами $I_{31} = I_1/K$, $I_{32} = I_2/K$, де $K = 2 \cdot K_{\phi} \cdot f_{\text{max}} \cdot L$, $L = (10-15)T_{\text{н}}$, $T_{\text{н}} = 1/f_{\text{min}}$, є оцінками варіативності даних. Показником хаотичності на інтервалі вибірки L є показник Херста [7], який визначається виразом $H = \lg(R/S) / \lg(K/2)$, де $R = X_{\text{max}}^i - X_{\text{min}}^i$ – розмах i -го сигналу на інтервалі вибірки L ; S – середньоквадратичне відхилення сигналу; K – кількість відліків сигналу на інтервалі L . На основі результатів обчислень поточних модулів різниці $|\Delta X_{\text{сут}}|$ між амплітудними значеннями сусідніх суттєвих відліків доцільно

обчислювати прості завадостійкі показники хаотичності даних $H_1^* = R/\bar{D}$,

$H_2^* = \lg(R/\bar{D})$, де $\bar{D} = \sum_{l=1}^P |\Delta X_{\text{сут}}^l| - |\overline{\Delta X}| / K$, $\overline{\Delta X} = \sum_{l=1}^P |\Delta X_{\text{сут}}^l| / K$; P – кількість визначених модулів $|\Delta X_{\text{сут}}|$ на інтервалі L .

Сукупність визначених диференційних та інтегральних показників вибірок сигналів є інформаційними образами поведінки об'єктів. Їх оперативне відображення на екранах, моніторах ефективно здійснюється трьохвимірними площинами, колір яких відповідає визначеному співвідношенню "сигнал/шум". На рис. 2 відображені спектральна $S(f)$ і кореляційна (модульна) $G(j)$ площини тривалої реєстрації електрокардіосигналу. При цьому l -та вибірка сигналу характе-

ризується, наприклад, хаотичними показниками H і H_1^* , тобто локальні фрагменти площин характеризуються відповідними показниками.

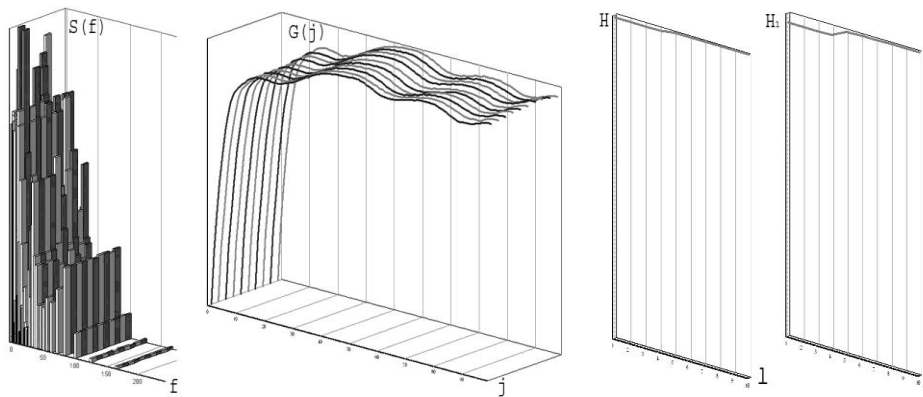


РИС. 2

1. Гельман М.М. Аналого – цифровые преобразователи для информационных систем. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 320 с.
2. Вопросы проектирования преобразователей формы информации / Под общ. ред. А.И. Кондалева. – Киев: Наук. думка, 1977. – 244 с.
3. Кондалев А.И., Багацкий В.А., Романов В.А., Фабричев В.А. Высокопроизводительные преобразователи формы информации. – Киев: Наук. думка, 1987. – 280 с.
4. Багацкий В.А., Грешищев Ю.М., Самус И.В., Фабричев В.А. Преобразователи формы информации с обработкой данных. – Киев: Наук. думка, 1992. – 264 с.
5. Шевчук Б.М. Оптимізація процесів введення і оперативного оброблення сигналів в комп'ютерних мережах дистанційного моніторингу станів об'єктів дослідження і керування // Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів : Сьома Всеукр. міжнар. конф. – К.: Укр. асоц. з обробл. інформ. та розпізн. образів, 2004. – С. 263 – 266.
6. Цепков. Г.В. Корреляционно-спектральные преобразования сигналов в адаптивном секвентном базисе // Кибернетика и системный анализ. – 2000. – № 3. – С. 159–164.
7. Фёдер Е. Фракталы. – М.: Мир, 1991. – 254 с.

Отримано 13.04.2005