УДК 621.377.037.3

ОПТИМІЗАЦІЯ МЕТОДУ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ КОНТРОЛЮ

© Маслов І.В.,2001
Івано-Франківський державний технічний університет нафти і газу

Аналізуються умови зменшення втрат інформації при її передачі і обробці в цифрових системах контролю. Наведені результати розрахунку їх основних технічних характеристик при типових значеннях параметрів пристроїв, що їх складають.

Використання обчислювальних засобів для розширення функціональних можливостей систем контролю, їх застосування для складних алгоритмів обробки інформації первинних перетворювачів та керування режимами роботи пристроїв систем яскраво відображає тенденцію останніх років.

Однак точність вимірювання параметрів об'єктів контролю в значній мірі залежить від раціонального вибору структури програмної частини і методів обробки інформації.

Типова структура багатоканальної системи збору даних з аналоговим мультиплексуванням каналів зображена на рис.1. Її аналоговий перетворювач є багатополюсником, який однією парою затискачів під'єднується до АЦП, а іншими парами затискачів сприймає вхідну інформацію. Проаналізуємо метрологічні характеристики системи в присутності флуктуаційних завад типу "білого" шуму, спектр якого $\Delta f_{Ш}$ простягається до частот $10^{12} \div 10^{14}$ Гц. Оскільки флуктуаційні сигнали є неперіодичними, або періодичними несинусоїдальними, то аналіз процесів в системі необхідно виконувати на основі поняття спектрального опору [1,2], значення якого визначається відношенням діючих значень неперіодичних напруг і струмів.

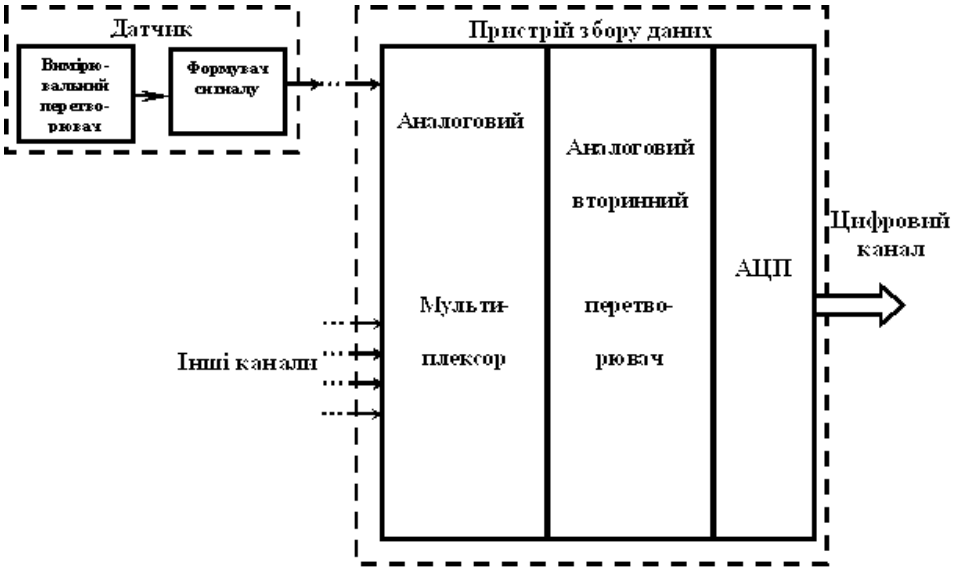

Рис. 1. Багатоканальна система збору даних з аналоговим мультиплексором і АЦП.

Якщо на вході аналогового перетворювача діє сигнал x, який внаслідок флуктуацій характеризується відносною приведеною похибкою $\delta_{Ш} = \Delta_{Ш} / X$, де $\Delta_{Ш}$ - абсолютне значення флуктуацій, X - максимальне значення величини x, що вимірюється, то кількість інформації на виході перетворювача при відносному діапазоні D зміни величини x складає [3]:

$$q_{Ш} = \ln\left(\ln D / 2\gamma_{Ш}\sqrt{D}\right), \qquad (1)$$

де $\gamma_{Ш} = K_e\delta_{Ш}$ - ентропійна похибка, K_e - коефіцієнт ентропії закону розподілу флуктуацій.

При похибці аналового перетворювача $\gamma_{П}$ на його виході: $q = \ln\left(\ln D / 2\gamma_{П}\sqrt{D}\right)$. Втрати інформації Δq складають:

$$\Delta q = q_{Ш} - q = \ln\left(\delta_{П} / \delta_{Ш}\right) = \ln\chi, \qquad (2)$$

а ентропійна похибка перетворення інформації, що обумовлена тепловим шумом, при n відліках корисного сигналу дорівнює [4]:

$$\gamma_{П}^2 = \overline{I_{Ш}^2} \Big/ I_C^2 = \frac{1}{n}\frac{P_{Ш}}{P_C}\chi^2, \qquad (3)$$

де χ - показник втрати точності, P_C і $P_{Ш} = W_{Ш}\Delta f_{Ш}$ - відповідно потужності корисного сигналу і шуму, $W_{Ш}$ - спектральна потужність флуктуацій.

З врахуванням теореми Котельникова про максимальну кількість незалежних відліків функції з обмеженою частотою Δf за час t $\left(n = 2\Delta f t\right)$ інформаційна модель тракту передачі інформації системи описується таким рівнянням:

$$\left(C = P_c{\delta_{П}}^2 t\right) \geq 2K_e k_{Б}\pi\theta\Delta f_{Ш}\chi^2 / \Delta f, \qquad (4)$$

де $\delta_{П}$ - середньоквадратична похибка вимірювання, $k_{Б}$ - коефіцієнт Больцмана, θ - абсолютна температура.

Результати числового розрахунку втрат точності χ для $C_{П} = 10 n\Phi$; $R_{П} = 10^2, 10^4, 10^6\ Ом$; $f_c = 1; 10; 10^2; 10^3\ Гц$; $\Delta f_{Ш} = 10^{12}\ Гц$; $\xi_{Ш} = 0{,}01$; 0,1; 1; 10; 100 і різних значень ρ для 100 гармонійних складових сигналу завади показані на рис. 2. Під величинами $\rho = \left(R_{Д} + R_{Л}\right)/R_{П}$, $\xi = \left(C_{Д} + C_{Л}\right)/C_{П}$ розуміють коефіцієнт розузгодження перетворювачів один з одним відповідно по опору і ємності.

Аналіз результатів показав, що:

при загальному узгодженні первинних і проміжних перетворювачів $\left(\xi\rho = 1\right)$ мінімальне значення втрат точності перетворення сигналу складає $\chi_{\min} = 4$;

при розузгодженні перетворювачів по опору і ємності графічні залежності $\chi = \Phi\left(\rho\right)$ симетричні відносно осі з абсцисою $\xi\rho = 1$;

при розузгодженні перетворювачів по опору $\left(\rho \neq 1\right)$ та ємності $\left(\xi \neq 1\right)$, але при забезпеченні загального узгодження $\xi\rho = 1$, можна звести втрати точності χ до мінімального значення $\chi_{\min} = 4$.

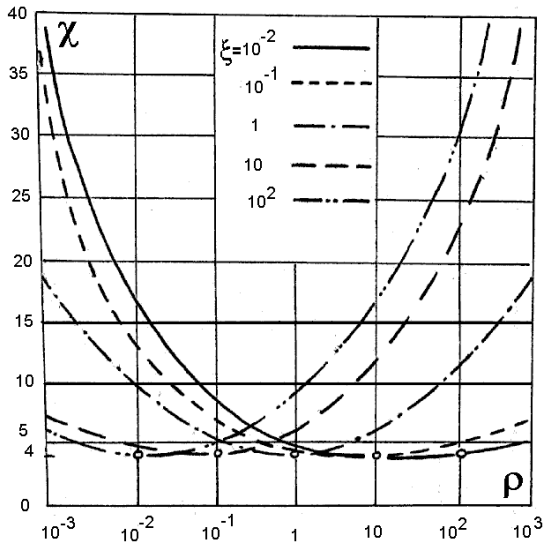

Рис. 2. Показник втрат точності при спектральному аналізі порогу чутливості перетворювачів інформації.

Останній висновок дуже важливий. Через те, що опори і ємності датчиків, каналів зв'язку і аналогових перетворювачів є стандартними, то під'єднанням до входу аналогового перетворювача конденсатора із змінною ємністю, яка при підстройці забезпечує $\xi\rho = 1$, можна здійснити узгодження тракту передачі сигналу $\left(\chi \to 4\right)$.

Проаналізуємо методом еквівалентних схем похибку перетворювача, яка виникає за рахунок міжканальних завад при збоях мультиплексора [5].

Опишемо двоканальний аналоговий мультиплексорний перетворювач струмами його затискачів I_1, I_2, I_3, вхідними опорами $Z_{11,}, Z_{22}, Z_{33}$ та взаємними опорами $Z_{12} = Z_{21}, Z_{23} = Z_{32}, Z_{13} = Z_{31}$, а напруги на затискачах – вольт-амперними характеристиками $U_1 = \varphi_1\left(I_1\right), U_2 = \varphi\left(I_2\right), U_3 = \varphi\left(I_3\right)$.

При контролі фізичних процесів опір датчиків в більшості випадків змінюється:

$$R(t) = R_0 + \Delta R(t). \qquad (5)$$

Припустимо, що опір з боку однієї із пар

затискачів змінився на ΔZ . Поява нового пасивного елементу ΔZ в схемі перетворювача рівноцінна заміні елемента ΔZ еквівалентного е.р.с $E_1 = -I_1 \Delta Z$.

Оскільки введення E_1 не змінює вхідні і взаємні опори пристрою, то при n -ному наближенні отримаємо, що

$$E_1 = -I_{1(0)} \frac{\Delta Z}{1 + \Delta Z / Z_{11}} , \qquad (6)$$

де $I_{1(0)}$ - струм при нульовому наближені (статичний режим).

Зміна струму на виході перетворювача визначається так:

$$\Delta I_3 = \frac{E_1}{Z_{13}} = -I_{1(0)} \frac{\Delta Z / Z_{13}}{1 + \Delta Z / Z_{11}}, \qquad (7)$$

а похибка перетворювача за рахунок зміни опору однієї із гілок:

$$\Delta I_3 / I_3 = 1 + \Delta Z / Z_{11} . \qquad (8)$$

Враховуючи принцип суперпозиції для лінійних електричних кіл, визначимо одночасний вплив кількох кіл пристрою на його вихідні параметри. Якщо опір гілки 1 змінюється на ΔZ_1, а опір гілки 2 – на ΔZ_2, то

$$\Delta I_3 = E_1 / Z_{13} + E_2 / Z_{23} , \qquad (9)$$

де:

$$E_1 = -\frac{I_{1(0)}\left(1 + \Delta Z_2 / Z_{22}\right) - I_{2(0)} \Delta Z_2 / Z_{12}}{\left(1 + \Delta Z_1 / Z_{11}\right)\left(1 + \Delta Z_2 / Z_{22}\right) - \Delta Z_1 \Delta Z_2 / Z_{12}^2} \Delta Z_1 ,$$

$$E_2 = \frac{I_{2(0)}\left(1 + \Delta Z_1 / Z_{11}\right) - I_{1(0)} \Delta Z_1 / Z_{12}}{\left(1 + \Delta Z_1 / Z_{11}\right)\left(1 + \Delta Z_2 / Z_{22}\right) - \Delta Z_1 \Delta Z_2 / Z_{12}^2} \Delta Z_2 .$$

У випадку збою мультиплексора до входу вторинного перетворювача на короткий час разом з основним первинним перетворювачем з опором Z_1 буде підключений інший датчик з опором Z_2. В цьому випадку

$$E = I_{1(0)} \frac{Z_1^2 / Z_2}{1 + Z_1 / Z_2 \left(1 - Z_1 / Z_{11}\right)} . \qquad (10)$$

Тоді зміна вихідного струму пристрою буде такою:

$$\Delta I_3 = E / Z_{13} = I_{1(0)} \frac{Z_1^2 / Z_2 Z_{13}}{1 + Z_1 / Z_2 \left(1 - Z_1 / Z_{11}\right)} . \qquad (11)$$

Проведений аналіз показує, що метод еквівалентних схем дозволяє розраховувати струми і напруги затискачів пристрою при будь-яких змінах його опорів. При малих змінах опорів пристрою зміни струмів і напруг знаходяться в лінійній залежності від змін, які їх викликають, а при великих змінах опорів ця залежність стає нелінійною.

Отже, при $\chi = \chi_{\min} = 4, K_e = \sqrt{\pi e / 2} = 2{,}066$ для нормального закону розподілу ймовірностей, $\theta = 300K$ і $\Delta f \to \Delta f_{Ш}$ з (1.1) отримуємо , що $C_{\min} = 5{,}53 \times 10^{-19}$ *Дж* . Величину $C_{\min}$ можна назвати граничним енергетичним порогом чутливості пристроїв вимірювання і контролю. Рівняння для C показує, що для загальної оцінки технічного рівня пристроїв систем контролю і вимірювання в якості базових показників необхідно використовувати потужність P_c , яка споживається від джерела інформації, похибку перетворення $\delta_{П}$ і швидкодію пристрою t . Той факт, що добуток базових показників оцінки технічних можливостей пристроїв систем контролю має граничне значення, показує, що ця границя є однаковою для пристроїв різних типів конструкцій і що покращення одних їх характеристик можливо за рахунок погіршення інших.

Покращення енергетичного порогу чутливості пристроїв за рахунок зменшення $\delta_{П}$ і t , або обміном їх один на один на сучасному етапі технічного розвитку досягло граничної межі. Так, при розкиді значення похибки в границях від 0,01 до 10% і розкиді швидкодії від 1 до $10^{-6} c$ добуток $\tau_M = \delta_{П}^2 t,$ який називається “мертвим ” часом, складає у більшості сучасних вітчизняних і зарубіжних пристроїв близько $10^{-8} c$. Це мінімальний час швидкодії, при якому похибка вимірювання досягає межі 100% $(\pm 50\%)$.

Існують також обмеження і на зменшення значення P_c з боку вимог державних галузевих стандартів до номінальних значень рівня уніфікованих аналогових і цифрових сигналів. По цьому показнику в цілому також досягнута допустима гранична межа. З врахуванням значень внутрішніх опорів у приладів прямої дії $P_c = 10^{-11} \div 10^{-10}$ *Вт* , а у приладів із зрівноважуванням $P_c = 10^{-9} \div 10^{-8}$ *Вт* .

В той же час статистичні дані показують, що в питанні удосконалення пристроїв вимірювання і контролю є значні резерви, оскільки по досягнутому значенню коефіцієнта втрат точності ($\chi \geq 50$) навіть сучасні цифрові пристрої далекі від досконалості.

Загальний напрямок розв'язання цієї проблеми пов'язаний з еквівалентним обміном запасу швидкодії пристроїв на підвищення їх точності. Фактором, що визначає ефективність такого обміну швидкодії на приріст точності, є необхідна витрата часу на компенсацію систематичних довгоперіодичних і прогресуючих та випадкових похибок.

Основна ідея методу обміну запасу швидкодії на зменшення порогу чутливості пристроїв контролю полягає в розрахунку значення математичного очікування величини, що вимірюється, на основі результатів багатократних спостережень, а можливість підвищення точності результату шляхом статистичної обробки багатократних спостережень базується на такому загальновідомому співвідношенні [6,7]:

$$\gamma_{\bar{x}} = \gamma_i / \sqrt{n}\,, \qquad (12)$$

де $\delta_{\bar{x}}$ - середньоквадратична похибка середньоарифметичного значення; n – кількість спостережень; $\gamma_i = \sqrt{\dfrac{\sum_{k=1}^{n}\left(x_k - \bar{x}\right)^2}{n-1}}$ - імовірне значення середньоквадратичної похибки кожного окремого результату спостережень.

З рівнянь виходить, що для помітного зменшення випадкової похибки усередненого результату кількість окремих спостережень повинна бути досить великою. Якщо час встановлення показів дорівнює t_i, то витрати часу на отримання n показів дорівнює nt_i. Як показано далі, цей метод покращення точності має обмеження на вибір кількості вибірок $n = n_{опт}$ і нехтування цього обмеження може привести навіть до погіршення точності пристрою відносно результату однократного вимірювання.

При $t = t_{опт}$ кількість вибірок $n = n_{опт} = t_{опт} / t_i$, тому випадкова похибка усередненого результату γ_t дорівнює:

$$\gamma_t = \frac{\gamma_i}{\sqrt{n_{опт}}} = \frac{\gamma_i}{\sqrt{t_{опт}/t_i}} = \sqrt{\frac{\gamma_i^2 t_i}{t_{опт}}} = \sqrt{\frac{\tau_M}{t}}\,. \qquad (13)$$

Основною причиною обмеження методу покращення точності шляхом усереднення результатів вимірювання є сама природна зміна величини, що контролюється.

Припустимо, для спрощення, що величина, яка вимірюється, змінюється відносно середнього значення по такому синусоїдальному закону:

$$x = X_o + X_m \sin \omega t = X_o\left(1 + m \sin \frac{2\pi t}{T_n}\right)\,, \qquad (14)$$

де $m = x_m / x_o$ - відносна величина пульсацій; T_n - період пульсацій величини, що вимірюється, а час усереднення результатів складає $t_{усер} \le T_n / 2$.

Тоді дійсне значення x величини, що вимірюється, в момент часу t_1 розраховується при значені аргументу синуса $\varphi_i = 2\pi t_1 / T_n$, а усереднене значення $\bar{x}$ при $\varphi = 2\pi t_{усер} / T_n$. Звідси поточна різниця між ними

$$\Delta = x_o \frac{\pi^2}{6} m \left(\frac{t_{усер}}{T_n}\right)^2 \sin\varphi \qquad (15)$$

є синусоїдальною функцією часу. Відносна середньоквадратична похибка результату усереднення буде такою:

$$\delta_{пул} = 1{,}16\left(t / T\right)^2\,, \qquad (16)$$

де $T = T_n / \sqrt{m}$ - період пульсацій.

Ентропійна похибка $\gamma_{пул} = K_e \delta_{пул}$. (17)

Для синусоїдального закону розподілу похибок величини, що змінюється по синусоїдальному закону: $K_e = \pi / 2\sqrt{2}$.

Тоді:

$$\gamma_{пул} = 1{,}3\left(t / T\right)^2\,. \qquad (18)$$

Ця випадкова похибка є функцією частоти зміни величини, що вимірюється, тобто є частотною похибкою методу. Оскільки похибка вимірювання γ_t і частотна похибка $\gamma_{пул}$ є незалежними, то результуюча похибка буде такою:

$$\gamma = K_e \sqrt{\gamma_t^2 + \gamma_{пул}^2}\,, \qquad (19)$$

де: $K_e = \left(\dfrac{\dfrac{\pi}{8}\left(\dfrac{8e}{\pi}\right)^{\delta_t / \delta_{пул}\sqrt{\left(1+\delta_t/\delta_{пул}\right)^2}}}{1 + \delta_t^2/\delta_{пул}^2\left(1 + \delta_t^2/\delta_{пул}^2\right)} \right)^{1/2}$ - коефіцієнт

ентропії композиції двох різних законів розподілу похибок δ_t і $\delta_{пул}$.

Із порівняння виразів для логарифмічних функцій від γ_t і $\gamma_{пул}$ видно, що $\lg 1/\gamma_t$ прямо пропорційний, а $\lg 1/\gamma_{пул}$ зворотньопропорційний часу t. Результуюча логарифмічна характеристика точності методу усереднення показана на рис. 3.

Максимальна точність усередненого результату досягає максимуму при $t_{опт} = 0{,}59\sqrt[5]{\tau T^4}$.

Мінімальна результуюча похибка, що досягається при $t = t_{опт}$, складає $\gamma_{\min} = 1{,}48\sqrt[5]{(\tau/T)^2}$,

звідки $n_{опт} = 0{,}59\sqrt[5]{\gamma_i^2 (T/t_i)^4}$.

Таким чином, можливості методу не є безмежними, однак виграш в точності в порівнянні з іншими методиками є достатньо значний. Його граничні можливості з одного боку визначаються значенням "мертвого" часу вимірювального пристрою, а з другого – періодом зміни вимірювального процесу.

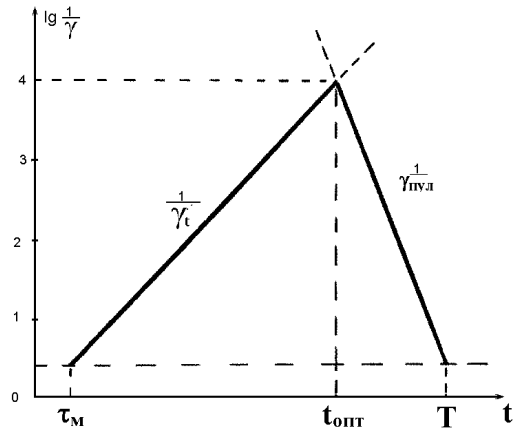

Рис. 3. Логарифмічна характеристика точності методу статистичного усереднення.

Основною метою удосконалення вимірювальних систем є досягення найвищої точності при високій швидкодії, надійності, сумісності з іншими технічними засобами, завадозахищеності тощо.

Аналіз процесів автоматичної статистичної обробки багатократних спостережень показують, що запас швидкодії обмінюється на підвищення точності подібно тому, як при методі зрівноважуючого перетворення на підвищення точності обмінюється запас чутливості. Аналогічно тому, як така операція обміну значень параметрів при зрівноважуючому перетворенні не змінювала абсолютний поріг чутливості, так і при методі усереднення з оптимальною кількістю відліків загальний час процесу вимірювання залишається незмінним.

1. Ланге Ф. Корреляционная электроника. – Л.: Судпромгиз, 1973 – 532 с. 2. Штамбергер Г.А. Спектральное сопротивление// Измер. техн. – 1979- №12 – с. 13-14. 3. Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств. – Л. Энергия, 1978 – 245 с. 4. Маслов І.В. Розробка інформаційної моделі та оптимізація цифрових перетворювачів систем керування електроспоживанням на її основі. : Автореф. дис. ... канд. техн. наук – Львів, 1995 – 19 с. 5. Маслов І.В., Маслов В.С. Аналіз узгодження первинних перетворювачів багатоканальних систем управління // Сб. Розвідка і розробка нафт. і газ. родовищ. Серія: Методи і засоби техн. діагн. Івано-Франківськ, 1999, вип. 36 (т.8), С. 52-59. 6. Новицкий П.В. Возможности кибернетического пути повышения точности электроизмерительных устройств.// Измер. техн. – 1962 - №4 – С. 37-39.7. Новицкий П.В. О тесной связи точности, чувствительности, потребления и быстродействия измерительных устройств. // Измер. техн. – 1964 - №1 – С. 34-36.