

УДК 621.317.729

П.Мельничук, канд.техн.наук; Є.Купкін, канд.техн.наук
Житомирський інженерно-технологічний інститут

МЕТРОЛОГІЧНІ ПАРАМЕТРИ ПРИСТРОЇВ ВВЕДЕННЯ ПЕРВИННОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Проаналізовано основні похибки перетворення вузлів пристроїв введення в комп'ютер інформації, що одержується від датчиків.

Останнім часом з'являються публікації [1,2] які висвітлюють питання використання комп'ютерів при проведенні досліджень параметрів різних систем на основі інформації, яка одержується від датчиків - первинних перетворювачів. При цьому формується апаратно-програмний комплекс, структурна схема якого приведена на рис. 1. У нього входять комп'ютер (обчислювальний пристрій) зі стандартними і спеціалізованими програмами й апаратура введення, що забезпечує надходження в обчислювач даних у виді цифрових дискретних відліків. Частина спеціальних програм може, як це показано на рисунку, керувати пристроєм (апаратурою) введення, що при наявності кількох (N) датчиків буде багатоканальним.

Багатоканальний пристрій введення (БПВ) відноситься до систем збору даних, під якими розуміють пристрої, що забезпечують комутацію, посилення, фільтрацію, дискретизацію і кодування аналогової інформації [3]. Два варіанти його структурної схеми представлені на рис. 2. У першій схемі загальними є всі блоки, у другій - вузли цифрового блоку. Звичайно, можна одержати й інші варіанти схем шляхом перестановки елементів аналогових вузлів і комутатора. Однак для наступного аналізу це принципового значення не має.

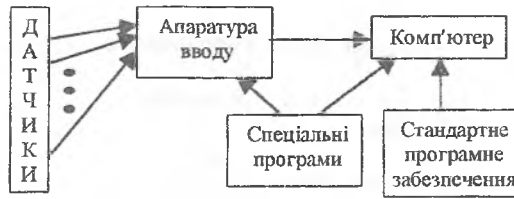


Рис. 1. Структурна схема апаратно-програмного комплексу

На рис. 2 показано, що всі датчики мають два входи, хоча на практиці це має місце не завжди, чи не для всіх датчиків. У випадку двох входів вихідний аналоговий сигнал буде мати дві складові: диференціальну (різницеву) і синфазну. Диференціальний сигнал U_d , звичайно несе корисну інформацію, синфазний U_{sf} - є завадою. Спектр синфазного сигналу найчастіше збігається зі спектром різницевого. При одному вході у вихідному сигналі від датчика синфазної складової немає. Для придушення синфазної завади і перетворення різницевого сигналу в сигнал, що змінюється щодо загального нульового потенціалу (землі), на вході кожного каналу застосовують диференціальний підсилювач $П_1$.

З виходу першого підсилювача сигнал подається на фільтр Φ , а потім на додатковий підсилювач $П_2$. Призначення другого підсилювача - підсилити (разом з першим) корисний вхідний сигнал до значень, що забезпечать нормальну роботу пристрою вибірки і збереження (ПВЗ), а також аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Якщо необхідне підсилення буде забезпечене першим диференціальним підсилювачем, то другий підсилювач не потрібний, а структурна схема спроститься. Фільтр, який призначений для придушення високочастотних завад-ПВЗ застосований для швидкого запам'ятовування аналогового сигналу на час, за який буде виконане його перетворення в цифровий код. Переключення каналів (датчиків) здійснюється за допомогою комутатора SW .

Код заноситься в буферну пам'ять, регістр Rg , з якої потім вводиться в обчислювальний пристрій для наступної обробки. На схемі зазначений пристрій управління (ПУ), що входить до складу БПВ. Цей пристрій повинен забезпечити автоматичне циклічне підключення каналу до аналого-цифрового перетворювача (АЦП) і синхронізацію роботи елементів каналу в період до переключення на наступний канал.

Будемо вважати, що комп'ютер і програми забезпечують необхідну точність обчислень по отриманих даних, а показання датчиків адекватно відображають параметри досліджуваного об'єкта. У цьому випадку метрологічні характеристики комплексу будуть визначатися апаратурою введення.

Багатоканальний пристрій повинен забезпечити перетворення аналогової інформації, що надходить від кожного з N датчиків, у цифровий код. Перетворення буде відбуватися з похибкою, що ми охарактеризуємо у відносних одиницях:

$$\xi = \frac{\Delta_{\max \text{ пох}}}{U_{\max \text{ вих сиг}}} \quad (1)$$

де $\Delta_{\max \text{ пох}}$ - максимальна напруга помилки у вихіднім сигналі;
 $U_{\max \text{ вих сиг}}$ - максимальна напруга вихідного сигналу.

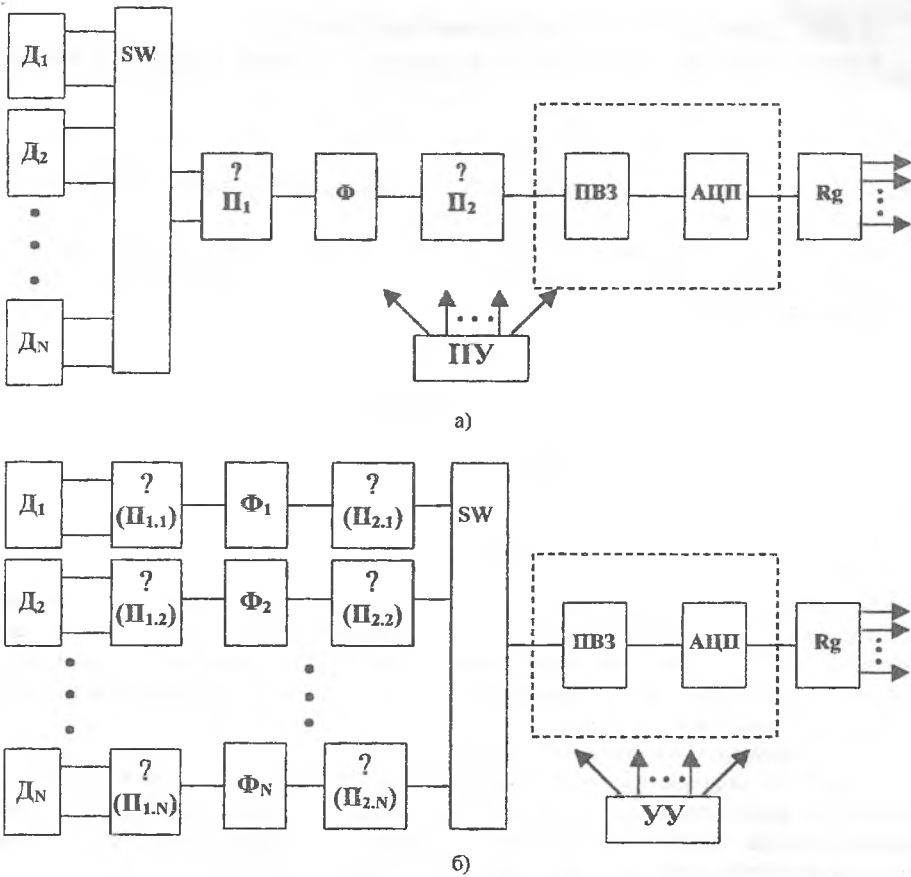


Рис. 2. Структурна схема багатоканального пристрою введення

Результуючий сигнал, що вводиться в обчислювальний пристрій, являє собою двійковий цифровий код. Він відповідає еталонній напрузі сформованій аналого-цифровим перетворювачем з метою зрівноважування сигналу, який прийшов на вхід аналого-цифрового перетворювача:

$$m = \left\lfloor \frac{U_{\text{вх АЦП}}}{U_{\text{МР}}} \right\rfloor \quad (2)$$

є m - ціле число;

$U_{\text{вх АЦП}}$ - напруга на вході АЦП;

$U_{\text{МР}}$ - еталонна напруга;

$\lfloor \rfloor$ - позначення операції округлення до цілого числа.

Еталонна напруга (напруга, з якою проводиться порівнювання вхідного сигналу) осить найменування напруги молодшого розряду АЦП, чи напруги кроку вантування, чи кванта, або кроку квантування. Його величина визначається піввідношенням максимальної вхідної напруги АЦП (напруга повної шкали) до аксимального числа, що може бути отримане на його виході. Якщо це число редставлене в двійковому коді, то

$$U_{\text{МР}} = \frac{U_{\text{мак вх АЦП}}}{2^n - 1} \approx \frac{U_{\text{мак вх АЦП}}}{2^n}, \quad (3)$$

$U_{\text{мак вх АЦП}}$ - максимальний вхідний сигнал АЦП;

n - розрядність вихідного цифрового сигналу АЦП (розрядність АЦП).

Ці два параметри є довідковими даними перетворювача.

З урахуванням дискретного характеру вихідного сигналу АЦП можна записати:

$$\begin{cases} \Delta_{\text{мак пох}} = m_{\text{пох}} \cdot U_{MP}; \\ U_{\text{мак вх сиг}} = M \cdot U_{MP}; \end{cases} \quad (4)$$

де $m_{\text{пох}}$ - число молодших розрядів АЦП, що відповідають величині максимальної помилки, накопиченої в ході обробки сигналу;

M - число молодших розрядів АЦП, що відповідають максимальному сигналу.

Причому $m_{\text{пох}}$ може бути як цілим, так і дробовим, а M - тільки цілим.

Якщо забезпечити

$$U_{\text{мак вих сиг}} = U_{\text{мак вх АЦП}}, \quad (5)$$

то при представленні вихідної інформації в двійковому коді

$$M = 2^n - 1 \approx 2^n \quad (6)$$

Тоді

$$\xi = \frac{m_{\text{пох}}}{2^n - 1} \approx \frac{m_{\text{пох}}}{2^n}. \quad (7)$$

Приведені вирази дозволяють провести розрахунок похибки в порівняльних відносних одиницях, незважаючи на те, що вихідні дані виражаються в різних розмірностях. Наприклад, для АЦП помилка звичайно визначена (задана) числом молодших розрядів, тоді як для елементів, розташованих до перетворювача, похибка виражається у відносних одиницях.

Проаналізуємо похибки вузлів БПВ.

Основною задачею вузлів, розташованих до АЦП, - забезпечити використання повної шкали перетворювача. При частотних характеристиках блоків погоджених зі спектром сигналів, основні похибки будуть визначатися нелінійними спотвореннями, синфазною напругою, перехідними процесами, зв'язаними із комутацією каналів.

Нелінійні спотворення будуть залежати від відносної величини вихідного сигналу вузла, тобто будуть визначатися другим підсилювачем. Їх можна визначити по методиках [4]. У першому наближенні можна вважати, що нелінійні спотворення не перевищать відсотка, якщо $U_{\text{вих макс}} \leq 0,5 E_{\text{п}}$ при побудові другого підсилювача на основі операційних підсилювачів (ОП) із двополярним джерелом живлення, величиною $\pm E_{\text{п}}$. В усіх інших випадках, включаючи схеми на дискретних транзисторах, критерієм нехтування внесеними спотвореннями буде:

$$U_{\text{вих макс}} \leq 0,25 E_{\text{ж}}.$$

Специфічним параметром, за допомогою якого характеризують проникнення синфазного сигналу на вихід підсилювача, є коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС). Він показує, у скільки разів різницевий (корисний) сигнал підсилюється сильніше, ніж синфазний.

Оскільки і диференціальний і синфазний сигнали приходять від одного джерела, то існують тільки дві причини проникнення синфазної складової на вихід диференціального підсилювача: розкид номіналів резисторів ДУ і недосконалість використовуваних операційних підсилювачів [5]. Якщо вважати ці причини незалежними, то КОСС може бути обчислений по формулі:

$$КОСС = \frac{K_{\text{ДП}}}{\sqrt{K_{\text{сфR}}^2 + K_{\text{сфОП}}^2}},$$

де $K_{\text{ДП}}$ - коефіцієнти підсилення диференціального сигналу (здається при його проектуванні);

$K_{сф}$, - коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений розкидом номіналів резисторів ДУ;

$K_{сф ОП}$ - коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений недосконалістю ОП.

Похибка обумовлена просочуванням синфазної складової описується виразом:

$$\delta_{сін} = \frac{U_{вх сін}}{U_{вх диф}} \sqrt{K_{сфR}^2 + K_{сф ОП}^2}, \quad (8)$$

де $U_{вх сін}$ $U_{вх диф}$ - величини синфазної і диференціальної напруги на вході підсилювача.

$K_{сф ОП}$ є довідковим параметром ОП і визначається його вибором. Для самого несприятливого сполучення розкиду номіналів резисторів для найпростішого ДУ і при використанні резисторів одного класу точності [5] маємо:

$$K_{сфR} \approx 4 \delta_p,$$

де δ_p - відносне відхилення номіналу опору резисторів ДП.

Оскільки зазвичай $K_{сф} \gg K_{сф ОП}$, то

$$\delta_{сін} \approx \frac{U_{вх сін}}{U_{вх диф}} 4 \delta_p. \quad (9)$$

На рис. 3 зображена еквівалентна схема комутатора, коли до АЦП підключений один канал (U_{c1}) при інших закритих. Напруга сигналу на навантаженні:

$$U_n = \frac{R_n}{R_{в1} + R_{відк} + R_n} \cdot U_{c1} = K_{КОМ} \cdot U_{c1}, \quad (10)$$

де $R_{в1}$ - вихідний опір джерела сигналу;

$R_{відк}$ - прохідний опір комутатора;

R_n - вхідний опір вузла, розташованого за комутатором.

Цей вираз, крім усього, вказує на те, що коефіцієнт підсилення сигналу в каналі повинен визначатися з урахуванням можливих втрат на виході комутатора.

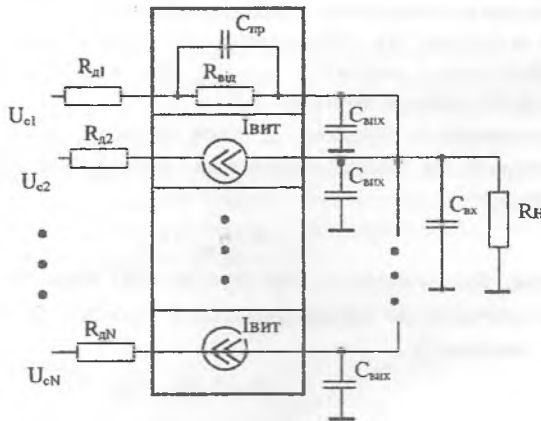


Рис. 3. Еквівалентна схема комутатора при підключенні до АЦП одного каналу (U_{c1}) при інших закритих

Однак, за рахунок струмів витоку закритих каналів на ньому виникає додаткова напруга:

$$U_{н\text{внт}} = (N-1)I_{н\text{внт}}R_{екв}, \quad (11)$$

де еквівалентний опір $R_{екв}$ утворений включенням

$$R_{екв} = (R_{н1} + R_{відк}) || R_n$$

Відносна похибка, яка обумовлена струмами витоку:

$$\delta_{н\text{внт}} = U_{н\text{внт}} / U_n. \quad (12)$$

В схемі рис. 2,б напруга U_n дорівнює вхідній напрузі АЦП, а в схемі рис. 2,а - приблизно вихідній напрузі датчика, тобто практично в коефіцієнт підсилення каналу раз менше. Тому цей тип похибки для БПВ схеми рис 2,а значно більший. Це одна з причин більш частого використання структурної схеми рис. 2,б.

Перехідні спотворення обумовлені неможливістю встановлення точних значень напруги після комутації. Визначаються вони параметрами вузлів, розташованих за перемикачем.

У підсилювачах і фільтрі схеми рис.2,а перехідні спотворення пов'язані із стрибкоподібною зміною вхідної напруги підсилювачів і фільтра. Час, за який вихідна напруга ПВЗ досягає свого сталого значення незначний і тому може не враховуватися. Орієнтовно час, за який вихідна напруга на виході другого підсилювача прийме своє нове значення з похибкою $\delta_{вст}$, можна визначити з виразу:

$$t_{вст} = -\tau_{вст} \ln(\delta_{вст}) \quad (13)$$

де

$$\tau_{вст} = \sqrt{\tau_{сП1}^2 + \tau_{сФ}^2 + \tau_{сП2}^2},$$

$$\tau_i \approx 1,6 \cdot 10^{-4} / f_{oi};$$

f_{oi} - верхня частота розглянутого вузла, визначена по спаду його амплітудно-частотної характеристики на 3 дБ.

Наприклад, при $f_{сП1} = f_{сФ} = f_{сП2} = 3$ кГц час встановлення нової величини вихідної напруги з похибкою 1% здійснюється приблизно через 0,5 мс. Оскільки в цих обчисленнях не враховані похибки, які обумовлені можливими викидами вихідної напруги [6], то час встановлення необхідно збільшити до 1...2 мс. Більш точні значення можуть бути отримані по результатах досліджень реальних схем підсилювачів і фільтра. Необхідність у великих затратах часу є однією з головних причин менш широкого використання схеми на рис.2,а.

Крім затримок і зв'язаних з ними похибок необхідно врахувати затримки наростання напруги на виході перемикача, що обумовлені ємностями (рис. 3) усіх наступних блоків:

$$C_n = N \cdot C_{сак} + C_{сх} \quad (14)$$

Затримка, яка зв'язана з перезарядом цієї ємності через еквівалентний опір каналу також призведе до появи додаткової похибки. Її можна врахувати на основі формули (13), вважаючи

$$\tau_{вст} = R_{екв} C_n$$

Процедуру аналого-цифрового перетворення неперервного сигналу можна подати як перетворення неперервної функції напруги $u(t)$ у послідовність чисел $u(t_n)$, де $n = 0, 1, 2, \dots$, віднесених до деяких фіксованих моментів часу. Тому при перетворенні напруги в цифровий код використовуються три незалежних операції: дискретизація, квантування і кодування.

При дискретизації неперервна функція $u(t)$ перетвориться в послідовність \bar{n} відліків $u(t_n)$, як показано на рис. 4,а.

Друга операція, названа квантуванням, полягає в тому, що дискретні значення функції $u(t)$ обмежуються тільки визначеними рівнями, які називаються рівнями квантування (рис. 4,б). У результаті квантування неперервна функція $u(t)$ приймає вид східчастої кривої $u_k(t)$, що показано на рис. 4, в. Різниця між двома сусідніми значеннями квантованої величини називається кроком квантування, (квантом, молодшим розрядом). На рисунку він позначений символом h . З рисунку видно, що похибка округлення аналогової величини до найближчого рівня не перевершує $h/2$. Відповідно до (4) це дорівнює відносній похибці округлення $m_{ок}=1/2$.

Третя операція, названа кодуванням, представляє дискретні квантовані величини у виді цифрового коду, тобто у виді послідовності цифр, згідно із визначеним законом (рис. 3,в).

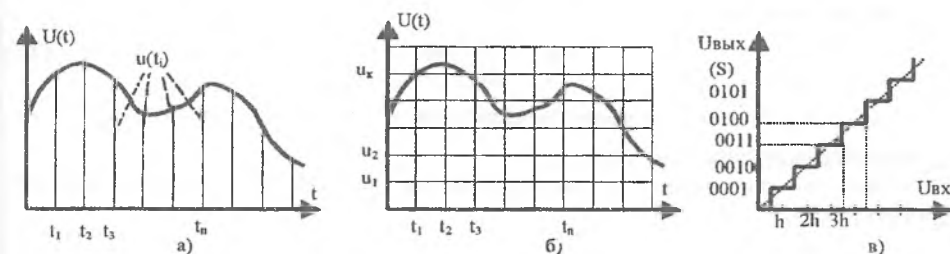


Рис. 4. Дискретизація, квантування та кодування функції $u(t)$

Крім похибки округлення, АЦП характеризується й іншими видами похибок, що приводяться в довідниковій літературі [3,7]. Їхній вплив на результати досліджень повинен аналізуватись в кожному конкретному випадку. Однак існують похибки, обумовлені ще і співвідношеннями параметрів АЦП і оброблюваних сигналів.

Зазвичай використовують рівномірну, періодичну дискретизацію з частотою F_d . Найквістом і Котельниковим було показано, що сигнал може бути однозначно визначений його дискретними відліками, частота яких визначається обмеженнями по верхній частоті ($F_{сд}$) спектра, а частота дискретизації задовольняє співвідношенню:

$$F_d \geq F_{сд} \quad (15)$$

Якщо спектр сигналу не обмежений, або не виконується умова (15), то виникає похибка, обумовлена багаторазовим розширенням спектра дискретизованого сигналу щодо частот, кратних частоті дискретизації [8]. На рис. 5 схематично показаний процес накладання спектра сигналу поблизу частоти $F_d/2$. Розширений спектр (штрих-пунктирна лінія) утворюється зі спектра вихідного сигналу в результаті осьової симетрії щодо лінії $F_d/2$. На спектральних складових основного спектра з'являються додаткові складові, що мінюють значення складових реального сигналу, тобто виникають спотворення, для निження яких в структуру БПВ вводиться фільтр [9].

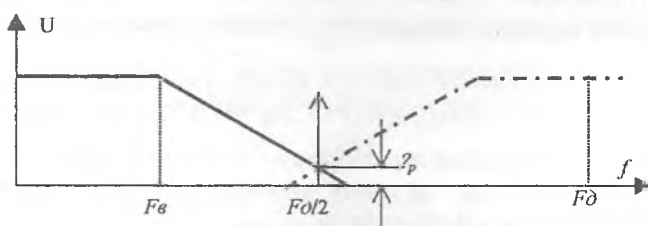


Рис. 5. Процес накладання спектра сигналу поблизу частоти $F_d / 2$.

При дискретизації сигналу з'являється похибка обумовлена скінченим часом одного перетворення і невизначеністю моменту часу його закінчення. У результаті замість рівномірної дискретизації має місце дискретизація із змінним періодом. Виникаюча при цьому похибка називається апертурною. Її абсолютне значення можна визначити за формулою:

$$\Delta u_a(t_n) = u'(t_n) t_a, \quad (16)$$

де $\Delta u_a(t_n)$ - зміна сигналу за час t_a ;

t_a - апертурний час, тобто час перетворення аналогового сигналу в двійковий код;

$u'(t_n)$ - швидкість зміни сигналу в момент часу t_n .

При розрахунку апертурної похибки виходять з гармонійного сигналу $u(t) = U_m \sin(\omega t)$, для якого:

$$\delta_a = \frac{\Delta u_a}{U_m} = \omega t_a. \quad (17)$$

де Δu_a - максимальна величина зміни сигналу за час t_a ;

U_m - амплітуда вхідного сигналу.

У тому випадку, якщо час перетворення t_{np} обраного АЦП менший (дорівнює) від допустимого t_a ,

$$t_{np} \leq t_a, \quad (18)$$

то із структурної схеми **БПВ** повинен бути виключений пристрій вибірки і збереження.

Частота дискретизації сигналу задає часовий інтервал, протягом якого повинні бути завершені всі процеси, зв'язані з одержанням одного цифрового відліку в одному каналі. Тривалість цього циклу з урахуванням числа каналів N дорівнює:

$$T_q = 1 / (N * F_d), \quad (19)$$

де T_q - час, за який повинне завершитися перетворення одного відліку аналогового сигналу в цифровий код і його зчитування в комп'ютер. Тому:

$$T_q \geq \sum t_j, \quad (20)$$

де t_j - час, необхідний j -тому вузлу каналу для опрацювання із заданою точністю функції по обробці сигналу.

Власне кажучи, вираз (20) є вимогою забезпечити "баланс часу" - витрати часу, зв'язані з виконанням функцій вузлами, які формують канал, не повинні перевищити відведений на це ліміт.

При розробці (синтезі) пристрою введення звичайно задаються максимально допустимою приведеною похибкою перетворення ξ_{\max} . Виходячи зі статистичної незалежності складових похибки, обумовлених різними вузлами пристрою введення, сумарна похибка пристрою введення δ_Σ , визначається виразом:

$$\delta_\Sigma = \sqrt{\sum_i^p \delta_i^2}, \quad (21)$$

де δ_i - i -та складова похибки перетворення вузлів, які утворюють пристрій введення.

Значення складових загальної похибки повинні бути такими, щоб сумарна похибка не перевищила заданих значень:

$$\delta_\Sigma \leq \xi_{\max} \quad (22)$$

У першій наближенні значення всіх складових похибки приймаються однаковими. Тоді орієнтоване значення величини однієї складової похибки знаходиться за виразом:

$$\delta_i = \frac{\xi_{\max}}{\sqrt{p}}. \quad (23)$$

де p - число складових сумарної похибки, які будуть враховуватися.

При синтезі пристрою введення по заданій величині ξ_{\max} після вдалого вибору одного з вузлів виникає необхідність уточнити вимоги до тих, що залишилися. Це можна зробити за формулою:

$$\delta_i \approx \frac{\xi_{\max} - 0,25 \delta_i^*}{\sqrt{p-1}}. \quad (24)$$

де δ_i^* - похибка перетворення обраного вузла БПВ.

По наведених формулах можна провести аналіз на задану точність перетворення апаратури введення, що використовується.

The analysis of basic errors of input devices purposed for inputting information from sensors into computer is given.

Література:

1. Грабар И.Г., Баженов В.Г., Купкин Е.С и др. Аппаратно-програмный комплекс для ускоренных сертификационных испытаний натуральных конструкций аэрокосмического назначения в условиях сложного температурно-силового нагружения. // Материали III Міжнародної науково-практичної конференції "Сучасні технології в аерокосмічному комплексі". ЖІТІ. 1997. - С. 88 -89.
2. Мельничук П.П., Степчін Я.А. Визначення характеристик динамічної системи верстата 16К20. // Вісник ЖІТІ. - 2000. - № 14, С. 66 - 71.
3. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедия. Выпуск 1. - М.: ДОДЭКА, 1996. 384 с.
4. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. - Киев: Вища школа, 1983. - 240 с.
5. Купкін Д.Е., Купкін Є.С. Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу диференціальних підсилювачів. // Вісник ЖІТІ. - 2000. - № 14, С. 141 - 148.
6. Алексеев А.Г., Войшвило Г.В., Триסקало И.А. Усилительные устройства. Сборник задач и упражнений. - М.: Радио и связь, 1986. -100 с.
7. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 320 с.
8. Рабинер Л., Гоулд В. Теория и применение цифровой обработки сигналов. - М.: Мир, 1978. - 848 с.
9. Мошциц П., Хорн Г. Расчет активных фильтров -М.: Мир, 1987.- 320 с.