

П.П. Мельничук, д.т.н., проф.

Є.С. Купкін, к.т.н., доц.

Житомирський державний технологічний університет

АНАЛІЗ ПОХИБОК ПРИСТРОЇВ ВВЕДЕННЯ ПЕРВИННОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Зроблено аналіз основних похибок перетворення вузлів пристроїв введення в комп'ютер первинної інформації, яка одержана від датчиків. Запропонована методика розрахунку пристрою за заданою похибкою.

Обчислювальна та мікропроцесорна техніка все більше використовується при натурних дослідженнях та експериментах. Це призвело до широкого використання пристроїв введення первинної інформації, на які покладаються функції перетворення сигналу від датчиків в цифровий код. Крім аналого-цифрового перетворювача до їх складу входять електронні підсилювачі, фільтри, комутатори та інші вузли. В останній час такі пристрої розроблені навіть в мікроелектронному варіанті [1]. Однак вони не можуть задовольнити різноманітні реальні задачі. Досить часто для їх рішення доводиться формувати такий пристрій з окремих електронних вузлів. Зрозуміло, що кожен з них вносить додаткові специфічні викривлення в оброблювальну інформацію. На жаль, в літературі не існує узгоджувальної методики визначення метрологічних параметрів всього пристрою введення, хоч відомі похибки окремих основних вузлів [1], [2], [7], [8], [9]. Це призводить до того, що похибки пристрою узагальнюються тільки з похибками аналого-цифрового перетворювача. Мабуть, це обумовлено тим, що похибки аналогових пристроїв повинні бути виражені в значеннях вихідного цифрового коду, що співпадає з визначенням похибок перетворювача.

Ця робота є продовженням попередньої роботи авторів [10], в якій визначено вплив параметрів вузлів пристрою введення на його приведену похибку та наведені формули для їхнього обчислення. В роботі, що пропонується, на основі аналізу параметрів основних вузлів запропонована послідовність синтезу пристрою введення первинної інформації за критерієм допустимої приведенної похибки з врахуванням можливості здійснення перетворення за час між взяттям двох послідовних відліків (вимога забезпечити "баланс часу"). Без сумніву, враховуються тільки ті параметри, що вносять основний вклад в загальну похибку пристрою. Не розглядаються похибки, які залежать від конкретного конструктивно-технологічного виконання вузла, наприклад похибки, пов'язані з впливом температури, нестабільністю напруги живлення тощо.

Багатоканальний пристрій введення (БПВ) повинен забезпечити комутацію, посилення, фільтрацію, дискретизацію і кодування аналогової інформації [1], що одержана від декількох різних датчиків. Два варіанти його структурної схеми представлені на рис. 1. У першій схемі загальними є всі блоки, у другій – вузли цифрового блока. Звичайно, можна одержати й інші варіанти схем шляхом перестановки елементів аналогових вузлів і комутатора. Однак на наступний аналіз це принципово не впливає.

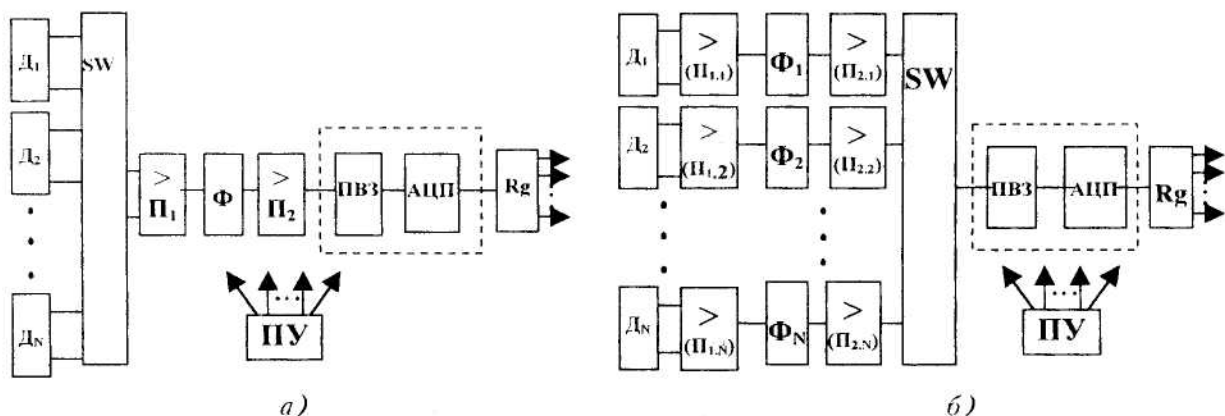


Рис. 1

Результуючий сигнал, що вводиться в обчислювальний пристрій, являє собою двійковий цифровий код. Він відповідає числу еталонної напруги, що міститься в аналоговому сигналі, який прийшов на вхід аналого-цифрового перетворювача:

$$m = \left\lfloor \frac{U_{\text{вх АЦП}}}{U_{\text{МР}}} \right\rfloor, \quad (1)$$

де 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 порівняння вхідного сигналу) носить найменування напруги молодшого розряду АЦП, чи напруги кроку квантування, чи кванта, чи кроку квантування. Його величина визначається співвідношенням максимальної вхідної напруги АЦП (напруга повної шкали) до максимального числа, що може бути отримане на його виході. Якщо це число представлено в двійковому коді, то

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

де $U_{\text{макс вх АЦП}}$ – максимальний вхідний сигнал АЦП;

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

Визначимо похибку перетворення в відносних одиницях:

$$\xi = \frac{\Delta_{\text{макс пох}}}{U_{\text{макс вих сиг}}}, \quad (3)$$

де $\Delta_{\text{макс пох}}$ – максимальна напруга похибки вихідного сигналу;

$U_{\text{макс вих сиг}}$ – максимальна напруга вихідного сигналу.

Виразимо змінні, що входять у (3), через напругу молодшого розряду АЦП:

$$\begin{cases} \Delta_{\text{макс пох}} = m_{\text{пох}} \cdot U_{\text{МР}}; \\ U_{\text{макс вих сиг}} = M \cdot U_{\text{МР}}; \end{cases} \quad (4)$$

де $m_{\text{макс}}$ – число молодших розрядів АЦП, що відповідають величині максимальної похибки, накопиченої в ході обробки сигналу;

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

Тоді маємо:

$$\xi = \frac{m_{\text{пох}}}{M}. \quad (5)$$

Якщо забезпечити

$$U_{\text{макс вих сиг}} = U_{\text{макс вх АЦП}}, \quad (6)$$

то

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

Розмір складових похибки повинен бути такої, щоб сумарна похибка δ_{Σ} , яка обумовлена похибками окремих вузлів, не перевищила заданих максимальних значень $\xi_{\text{макс}}$.

Виходячи зі статистичної незалежності складових похибки, які обумовлені різними вузлами пристрою введення, загальна, сумарна похибка пристрою визначається виразом

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}, \quad (8)$$

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

Значення складових повинні бути такими, щоб сумарна похибка не перевищила б заданих:

$$\delta_{\Sigma} \leq \xi_{\text{макс}}. \quad (9)$$

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

$$\delta_i = \frac{\xi}{\sqrt{p}} \tag{10}$$

де p – число складових сумарної похибки, що будуть враховуватися.

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

$$\delta_i \approx \frac{\xi_{\max} - 0,25 \delta_i^*}{\sqrt{p-1}}, \tag{11}$$

де δ_i^* – похибка перетворення вузла БПВ, що був щойно обраний.

Всі ці вирази дозволяють (при синтезі, розробці БПВ) задати похибки перетворення вузлів, при яких загальна похибка не перевищить припустимого розміру. Деякі труднощі виникають тому, що показники, які необхідні для визначення відносних похибок вузлів БПВ, розташованих до АЦП, не виражаються в значеннях молодшого розряду. В такому разі вони можуть бути розраховані на підставі виразів (2) і (3). Продемонструємо це на прикладі. Нехай для БПВ, який має структуру рис. 1, б, $\xi_{\max} = 2 \%$, $p = 5$, $U_{\max} = 10$ мВ, необхідно визначити припустиму абсолютну похибку, яка може бути внесена комутатором при його роботі. За (10) маємо:

$$\delta_i = \frac{\xi_{\max}}{\sqrt{p}} = \frac{2}{\sqrt{5}} \approx 0,89.$$

Оскільки вихідний сигнал на виході комутатора практично дорівнює вхідному сигналу АЦП, то

$$\Delta U_{\max \text{ АЦП}} \leq 10 * 0,89 = 8,9 \text{ мВ.}$$

Проаналізуємо основні типи похибки вузлів МПВ. Ціль аналізу – знайти критерії для вибору вузлів, характеристики і параметри яких дозволять забезпечити одержання заданої сумарної похибки перетворення всього пристрою введення.

Як випливає з (5), основним показником аналого-цифрового перетворювача, що визначає його точність, є його розрядність. У таблиці наведені значення похибки перетворення АЦП різної розрядності і при різному значенні абсолютної припустимої похибки, яка визначена кількістю квантів (m_{\max}). Обчислення зроблені за формулою (7).

Таблиця

n	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	$\delta_{\text{АЦП}}, \%$									
$m_{\max} = 1$	1,6	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,012	0,0061	0,003
$m_{\max} = 2$	3,16	1,6	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,012	0,0061
$m_{\max} = 3$	4,7	2,7	1,2	0,6	0,3	0,15	0,073	0,037	0,018	0,0092
$m_{\max} = 4$	6,3	3,16	1,6	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,012
$m_{\max} = 5$	8,2	3,9	2	0,98	0,48	0,24	0,12	0,06	0,031	0,015
$m_{\max} = 6$	9,8	4,7	2,4	1,2	0,59	0,29	0,15	0,073	0,037	0,018
$m_{\max} = 7$	11,5	5,5	2,7	1,4	0,68	0,34	0,17	0,086	0,043	0,021

У таблиці потрібною лінією відзначені дві границі, при яких забезпечується точність перетворення не менш ніж 1 чи 0,1 %. Наприклад, $\xi \leq 1 \%$ може бути отримана не тільки на семирозрядному АЦП, але й на восьмирозрядному при “втраті” двох квантів. Вона також може бути отримана й на більш високорозрядних перетворювачах при припустимій втраті більшого числа квантів. Необхідно відзначити, що незважаючи на те, що при визначенні вимог по припустимих похибках до окремих складових загальної похибки (вираз (10)) результат може вийти дробовим числом, однак щодо АЦП воно повинно бути округлене у бік збільшення в межі, не менш ніж 0,5 МР чи 1 МР. Так у попередньому прикладі розрахунку припустима абсолютна похибка АЦП повинна бути прийнятою рівною 1 МР ($m_{\max \text{ АЦП}} = 1$). При цьому після вибору типу АЦП у наступних розрахунках повинна враховуватися його відносна похибка, що визначається за формулою (7). Наприклад, якщо обраний десятирозрядний АЦП, що характеризу-

ється власною абсолютною похибкою в 6 МР, то його приведена похибка буде $\delta_{\text{АЦП}} \leq 0,59\%$ (табл.). Це обумовлене нелінійністю процесу перетворення (округлення) в АЦП [1], [2].

Необхідно вказати, що хоч таблиця визначалась для вибору АЦП на основі його похибки, що є лише складовою загальною, але дані таблиці можуть бути використані для попередньої оцінки необхідної розрядності перетворювача за сумарною приведеною похибкою всього пристрою введення.

Розрядність АЦП разом з його похибками визначають ще один важливий, у деяких дослідженнях, параметр – так званій динамічний діапазон, що дорівнює відношенню максимальних і мінімальних значень вимірюваних величин. Викривлення частини значущих цифр вихідного коду призводить до зменшення співвідношення між максимальним та мінімальним значеннями сигналу, які фіксуються АЦП чи визначаються в результаті подальшої обробки в комп'ютері. Причому найбільш впливовим є викривлення оцінок мінімального сигналу. Самі жорсткі вимоги до розрядності АЦП будуть пред'являтися, якщо вважати, що мінімальний сигнал може бути введено зафіксований, тільки коли вихідний код на одиницю перевищить кванти похибки. Тоді динамічний діапазон:

$$D = \frac{M}{m_{\Sigma} + 1} \approx \frac{2^n}{m_{\Sigma} + 1}.$$

Цей вираз визначить мінімальне значення динамічного діапазону з можливих. У більшості випадків він може бути істотно підвищений на основі визначення того, динамічний діапазон якого показника повинен бути врахований і як цей показник обчислюється. Наприклад, навіть мінімальне значення безпосередньо вимірюваного параметра майже завжди знаходять в результаті декількох вимірів, що приводить до зменшення похибки. Динамічний діапазон при спектральному аналізі вхідних сигналів також істотно перевищує динамічний діапазон відліків вхідного сигналу [3]. Тому визначення розрядності АЦП, в разі вимог до динамічного діапазону, має проводитись з урахуванням того, до яких показників визначається динамічний діапазон і як ці показники обчислюються, виходячи з методів обробки вхідних сигналів.

Цифрове перетворення аналогового сигналу являє собою перетворення безупинної 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 безупинна функція $u(t)$ перетворюється в послідовність її відліків. Друга операція, названа квантуванням, полягає в тому, що дискретні значення функції $u(t)$ обмежуються тільки визначеними рівнями, що називаються рівнями квантування. При рівномірному кроці різниця між двома сусідніми значеннями і є згаданий раніше крок квантування (квант, молодший розряд). Похибка округлення аналогового сигналу до найближчого рівня в сучасних АЦП звичайно не перевершує половинки кванта ($m_{\text{ок}} = 0,5$ МР). У результаті кодування дискретні квантовані величини представляються у вигляді цифрового коду, тобто у вигляді послідовності цифр, які підпорядковані якомусь визначеному закону.

Крім похибки округлення АЦП характеризується й іншими видами похибок, що наводяться в довідковій літературі [1], [2]. Їх вплив на результати досліджень повинен аналізуватись в кожному конкретному випадку. Однак мають похибки, обумовлені співвідношеннями параметрів АЦП і оброблюваних сигналів.

Звичайно використовують рівномірну, періодичну дискретизацію з частотою F_{Δ} . Найквістом і Котельниковим було показано, що сигнал може бути однозначно визначений його дискретними відліками, якщо він має спектр, обмежений по верхній частоті ($F_{\text{г.с}}$), а частота дискретизації задовольняє співвідношенню:

$$F_{\Delta} \geq F_{\text{г.с}} \quad (12)$$

Якщо спектр сигналу не обмежений чи не виконується умова (12), то виникає похибка, яка обумовлена багаторазовим розмноженням спектра сигналу, що дискретизується, щодо частот, кратних частоті дискретизації [3]. На рис. 2 схематично показаний процес накладення спектра сигналу поблизу частоти $F_{\Delta}/2$. Розмножений спектр (штрих пунктирна лінія) утворюється із спектра вхідного сигналу в результаті осової симетрії щодо лінії $F_{\Delta}/2$. На спектральних складових основного спектра з'являються добавки, що змінюють значення складових реального сигналу, тобто виникають похибки.

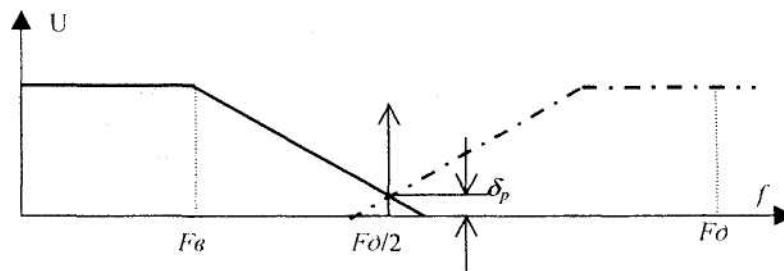


Рис. 2

Для обмеження спектра реального сигналу служить фільтр нижніх частот (рис. 1). Звичайно він розраховується так, щоб його верхня частота зони пропускання [4] була на рівні верхніх частот корисних складових сигналу, а частота смуги загородження була б на частоті якої-небудь перешкоди, що передбачається зменшити. (Прикладом такої перешкоди можуть бути сигнали, що виникають на резонансних частотах датчиків.) При цьому виникають похибки, зв'язані з накладенням сигналу і накладенням "залишків" перешкоди ($m_{\text{накп}}$). Вони заздалегідь обчислюються з виразів (7)–(10) як одна з складових сумарної похибки. Таким чином, хоча цей вид похибки й обумовлений процесом дискретизації, але припустима похибка накладення визначає вимоги, які повинні ставитися до фільтра.

При дискретизації сигналу з'являється похибка, обумовлена кінцевим часом одного перетворення, невизначеністю моменту його закінчення та зміною сигналу за час перетворення. Похибка, що виникає при цьому, називається апертурною. Її абсолютне значення можна визначити за формулою:

$$\Delta u_a(t_n) = u'(t_n)t_a, \quad (13)$$

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

t_a – апертурний час, час перетворення аналогового сигналу в двійковий код;

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

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

$$\delta_a = \frac{\Delta u_a}{U_m} = \omega t_a, \quad (14)$$

де Δu_a – максимальне значення зміни сигналу за час t_a ;

U_m – амплітуда вхідного сигналу.

У тому випадку, якщо час перетворення $t_{\text{пп}}$ обраного АЦП менше (дорівнює) ніж припустиме t_a ,

$$t_{\text{пп}} \leq t_a, \quad (15)$$

то з структурної схеми МПВ повинен бути виключений пристрій вибірки і збереження (ПВЗ – рис. 1). Наприклад, таке виключення можливе при обробці сигналів у більшості механічних систем.

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:

$$T_u = 1 / (N * F_0), \quad (16)$$

де T_u – час, за який повинно завершитися перетворення одного відліку аналогового сигналу в цифровий код і його введення в комп'ютер. Тому:

$$T_u \leq \sum t_j, \quad (17)$$

де t_j – час, необхідний j -тому вузлу каналу для виконання, із заданою точністю, функції з обробки сигналу.

Власне кажучи, вираз (17) є вимогою забезпечити "баланс часу" – витрати часу, зв'язані з виконанням функцій вузлів, які формують канал, не повинні перевищити відведений на це ліміт. Аналіз реального стану показує, що максимальна частина часу може бути відведена на ро-

богу АЦП, бо інші вузли можуть бути реалізовані на елементній базі, що володіє значною швидкодією [1], [2], [6].

Одне з головних призначень вузлів, розташованих до АЦП, – забезпечити використання повної шкали перетворювача. Якщо їхні частотні характеристики погоджені зі спектром сигналів, то основні похибки будуть визначатися синфазною напругою, нелінійними викривленнями та викривленнями, що зв'язані з переключенням каналів.

Нелінійні викривлення будуть залежати від відносного розміру вихідного сигналу вузла, тобто будуть визначатися другим підсилювачем. Їх можна визначити за методиками [7]. У першому наближенні можна вважати, що нелінійні викривлення не перевищать відсотка, якщо максимальний сигнал на виході блока не перевищить деяку частину джерела живлення. Максимальний сигнал існує на виході другого підсилювача. Якщо він будується на основі операційних підсилювачів (ОП) з двополярним джерелом живлення розміром $\pm E_{ж}$, то нелінійні викривлення не перевищать процента, якщо $U_{вих\ max} \leq 0,5 E_{ж}$. В інших випадках, включаючи схеми на дискретних транзисторах, критерієм зневаги внесеними викривленнями може бути:

$$U_{вих\ max} \leq 0,25 E_{ж}$$

Досить часто в апаратно-програмному комплексі використовуються датчики, вихідний сигнал яких має дві складові: диференціальну (різницеву) і синфазну. Диференціальний сигнал U_{δ} звичайно несе корисну інформацію, синфазний $U_{сф}$ – є перешкодою. Спектр синфазного сигналу найчастіше збігається зі спектром різницевого. Такі датчики мають два виходи, як це показано на рис. 2. Для зменшення синфазної перешкоди і перетворення різницевого сигналу в сигнал, що змінюється щодо загального нульового потенціалу (землі), на вході такого каналу ставлять диференціальний підсилювач (підсилювачі П1, рис. 2).

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 диференціального підсилювача (ДП) і недосконалість операційних підсилювачів [6], [9], що використані. Якщо вважати ці причини незалежними, то КОСС може бути обчислений за формулою:

$$КОСС = \frac{K_{П1}}{\sqrt{K_{сфR}^2 + K_{сфОП}^2}},$$

де $K_{П1}$ – коефіцієнти підсилення диференціального сигналу (задається при проектуванні);

$K_{сфR}$ – коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений розкидом номіналів резисторів ДП;

$K_{сфОП}$ – коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений недосконалістю ОП.

Похибка, обумовлена проникненням синфазної складової:

$$\delta_{сф} = \frac{U_{сф\ син}}{U_{сф\ диф}} \sqrt{K_{сфR}^2 + K_{сфОП}^2} \quad (18)$$

де $U_{сф\ син}$, $U_{сф\ диф}$ – розміри синфазної і диференціальної напруги на вході підсилювача;

$K_{сфОП}$ – довідковий параметр ОП, визначається його вибором.

Для самого несприятливого сполучення розкиду номіналів резисторів для найпростішого ДП та при використанні резисторів одного класу точності [8] маємо:

$$K_{сфR} \approx 4 \delta_p,$$

де δ_p – відносне відхилення номіналу опору резисторів ДУ.

Оскільки звичайно $K_{сф} \gg K_{сфОП}$, то

$$\delta_{сф} \approx \frac{U_{сф\ син}}{U_{сф\ диф}} 4 \delta_p \quad (19)$$

У більшості випадків підібрати резистори необхідної точності, щоб задовольнити вимогам до даного виду похибки, не викликає особливих утруднень. Більш складні схеми диференціальних підсилювачів, що мають більш високі показники, можна знайти в [9].

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

$$U_n = \frac{R_n}{R_{вд1} + R_{відк} + R_n} \cdot U_{c1} = K_{КОМ} \cdot U_{c1}, \quad (20)$$

де $R_{вд1}$ – вихідний опір джерела сигналу;

$R_{відк}$ – прохідний опір комутатора;

R_n – вхідний опір вузла, розташованого поза комутатором.

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

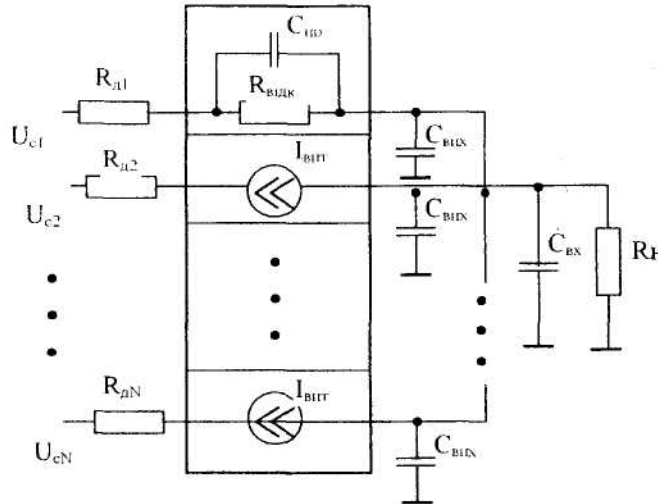


Рис. 3

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

$$U_{н\ вит} = (N - 1)I_{вит}R_{екв}, \quad (21)$$

де еквівалентний опір утворений рівнобіжним включенням

$$R_{екв} = (R_{д1} + R_{відк}) \parallel R_n.$$

Відносна похибка, яка обумовлена струмами витoku,

$$\delta_{вит} = U_{н\ вит} / U_n. \quad (22)$$

В схемі рис. 1, б напруга U_n дорівнює вхідній напрузі АЦП, а в схемі рис. 1, а – приблизно вихідній напрузі датчика, тобто практично менше в коефіцієнт підсилення каналу. Тому похибка, пов'язана з комутатором, для схеми 1, а значно більша. Це одна з причин більш частого використання структурної схеми рис. 1, б.

Перехідні викривлення обумовлені неможливістю встановлення точних значень напруги після її комутації. Визначаються вони параметрами вузлів, розташованих за перемикачем. Для пристрою введення за схемою рис. 1, б вони обумовлені ємністю:

$$C_n \approx N \cdot C_{вх} + C_{вд}.$$

Затримка, що зв'язана з перезарядом цієї ємності через еквівалентний опір каналу, приводить до появи додаткової похибки. Її можна врахувати на підставі виразу

$$t_{вст} = - \tau_{вст} \ln(\delta_{вст}), \quad (23)$$

де

$$\tau_{вст} = R_{екв} C_n.$$

Значний розмір вхідної напруги АЦП і незначні ємності мікросхемних комутаторів дозволяють досить просто зробити вибір комутатора, що забезпечує припустимий рівень похибки ПВ при невеликому числі каналів. Час, за який вихідна напруга ПВЗ досягає свого сталого значення, незначний [9] і тому може не враховуватися.

У схемі рис. 1, а перехідні викривлення зв'язані зі стрибкоподібною зміною вхідної напруги підсилювачів і фільтра. Орієнтовно час, за який вихідна напруга на виході другого підсилювача прийме своє нове значення з похибкою $\delta_{\text{вст}}$, можна визначити з виразу (23) шляхом підстановки:

$$\tau_{\text{вст}} = \sqrt{\tau_{\text{вст1}}^2 + \tau_{\text{встФ}}^2 + \tau_{\text{вст2}}^2}$$

де $\tau_{\text{вст}} \approx 1,6 \cdot 10^{-4} / f_{\text{вст}}$

$f_{\text{вст}}$ – верхня частота розглянутого вузла, визначена за спадом його амплітудно-частотної характеристики на 3 дБ.

Наприклад, при $f_{\text{вст1}} = f_{\text{вст2}} = f_{\text{встФ}} = 3$ кГц час установлення нового розміру вихідної напруги з похибкою 1 % відбудеться приблизно через 0,5 мс. Оскільки в цих виразах не враховані похибки, що обумовлені можливими викидами вихідної напруги, то час встановлення необхідно збільшити до 1...2 мс. Більш точні значення можуть бути отримані в результаті дослідження реальних схем підсилювачів і фільтра. Необхідність у великих витратах часу також є однією з головних причин менш частого використання схеми рис. 1, а.

На підставі проведеного аналізу можна запропонувати наступну послідовність синтезу пристрою введення в комп'ютер інформації, одержуваної від датчиків, що задовольняють заданій максимальній приведеній похибці ($\xi_{\text{мак}}$):

1. Вибирають тип структурної схеми пристрою введення (рис. 2).
2. На основі виразу (10) знаходять вимоги до припустимої похибки аналого-цифрового перетворювача. При цьому число складових (p) сумарної похибки, що враховуються, беруть рівним числу вузлів каналу пристрою введення. Це призводить до занижених вимог до однієї складової, однак їм повинен відповідати АЦП, для якого їх виконання найбільш складне.
3. За даними таблиці визначають розрядність АЦП і число квантів, перекручених похибками. Якщо потрібно, то визначається розрядність АЦП, яка повинна бути для забезпечення необхідного динамічного діапазону. При цьому визначення динамічного діапазону проводять з урахуванням методів, які використані при обробці вхідних сигналів. Обирають розрядність, що задовольняє обидві вимоги.
4. Розраховують припустимий "баланс часу" й на його основі визначають вимоги до швидкодії АЦП та елементної бази, що може бути застосована.
5. Вибирають тип АЦП, що задовольняє знайденим вимогам. Уточнюють його інші похибки, які необхідно врахувати для одержання коректних результатів дослідження. На основі виразу (9) знаходять загальну похибку АЦП. У разі потреби уточнюють значення похибки для вибору АЦП чи знижують вимоги до сумарної похибки ПВ.
6. На основі виразу (11), з урахуванням загальної похибки наміченого до використання АЦП, визначають вимоги до припустимих похибок інших вузлів і розглядають можливість реалізації розрахункових вимог. При цьому число складових (p) беруть рівним числу складових сумарної похибки, що передбачається врахувати.
7. Визначають можливість реалізації блоків, що відповідають знайденим вимогам. У випадку виникнення труднощів реалізації повторюють дії, аналогічні п. 5, а можливо, п. 4.
8. Уточнюють реальні похибки всіх обраних вузлів і сумарну похибку пристрою введення.

Аналіз похибки апаратури пристрою введення, який вже розроблений і використовується в дослідженні, проводять за п. 3 на основі виразів, що наведені у даній роботі.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедия. Выпуск 1. – М.: ДОДЭКА, 1996. – 384 с.
2. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
3. Рабинер Л., Гоулд В. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
4. Мошниц П., Хори Г. Расчет активных фильтров. – М.: Мир, 1987. – 320 с.

5. *Нефедов А.В., Савченко А.М., Феоктистов Ю.Ф.* Зарубежные интегральные микросхемы: Справочник. – М.: КУБК-а, 1996. – 288 с.
6. *Гершуинский Б.С.* Справочник по расчету электронных схем. – Киев: Вища школа, 1983. – 240 с.
7. *Купкін Д.С., Купкін Є.С.* Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу диференціальних підсилювачів // Вісник ЖІТІ. – 2000. – № 14. – С. 141–148.
8. *Пейтон А.Дж., Воли В.* Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: БИНОМ, 1994. – 352 с.
9. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC: Пер. с англ. // Под ред. У.Томпсона, Дж.Уэбстера. – М.: Мир, 1992. – 592 с.
10. *Мельничук П.П., Купкін Є.С.* Метрологічні параметри пристроїв введення первинної інформації // Вісник Тернопільського державного технічного університету. – Том 6. – № 3. – 2001. – С. 95–103.

МЕЛЬНИЧУК Петро Петрович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри технології машинобудування та конструювання технічних систем, ректор Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

- процеси механічної обробки, верстати та інструменти;
- дослідження в галузі механіки руйнування.

КУПКІН Євген Савелійович – кандидат технічних наук, доцент кафедри автоматизації та управління в технічних системах Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

- апаратні та програмні прилади обробки сигналів;
- медична електроніка.

Подано 16.04.2003