

ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ВИКОРИСТАННЯ РІВНОМІРНОГО КВАНТУВАННЯ ПРИ ЦИФРОАНАЛОГОВОМУ ТА АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ СИГНАЛІВ

© Паньків Р.С., 2005

Розглянуто особливості та переваги використання рівномірного квантування при цифроаналогових та аналого-цифрових перетвореннях з нерівномірною дискретизацією сигналів. Описані принципи використання рівномірного квантування при генерації вихідних сигналів. Показана можливість використання рівномірного квантування при здійсненні контролю параметрів вхідних синусоподібних сигналів.

Peculiarities and advantages of use uniform quantization at digit-to-analog or analog-to-digit conversion with irregular sampling of signals are considered in the paper. Principles of uniform quantization application at generation of output signals are described. Probability of using uniform quantization at control parameters of input sinusoidal signals are showed.

Вступ. Внаслідок бурхливого розвитку елементної бази обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, зростання швидкодії, розрядності та функціональних можливостей мікропроцесорів виникла реальна можливість включення програмованих (процесорних) засобів до складу вимірювальних кіл або вузлів формування (генерації) аналогових сигналів. Обчислювальні засоби використовують не тільки для обробки результатів вимірювання або підготовки числових даних для формування вихідних сигналів та автоматизації функціонування аналогових вузлів, а безпосередньо для реалізації частини вимірювальних процедур в числовій формі на програмній основі [1].

Аналіз літературних джерел. Ефективне використання значної обчислювальної потужності сучасних процесорів зумовлює пошук та розроблення нових принципів та алгоритмів виконання цифроаналогового та аналого-цифрового перетворень вихідних/вхідних сигналів. Наукові дослідження з цієї теми завжди зберігали свою актуальність та мали практичне значення. Наприклад, в [1, 2] наведено результати теоретичних досліджень похибок перетворень. Особливості практичної реалізації методів підвищення точності цифроаналогових та аналого-цифрових перетворень розглядалися в роботах [3–6].

Метою досліджень є пошук нових принципів підвищення точності формування або дискретизації аналогових сигналів та вивчення можливості використання рівномірного квантування при цифроаналогових та аналого-цифрових перетвореннях сигналів за рахунок оптимального розподілення складності між аналоговою та обчислювальною частинами інформаційно-вимірювальних пристроїв.

Особливості дискретизації сигналів. Виконання цифроаналогового та аналого-цифрового перетворення сигналів потребує обов'язкового виконання двох операцій — дискретизації в часі та квантування за рівнем, внаслідок яких в задані моменти часу t_j визначаються коди миттєвих значень (відліки) U_j вхідних/вихідних сигналів [1, 2].

Для покращання якості генерації вихідного сигналу заданої форми необхідно забезпечити високу точність відтворення його миттєвих значень $u(t_j)$ в задані моменти часу t_j . Аналогічно, для підвищення точності обчислення основних параметрів вхідного сигналу, що контролюється,

також потрібно точніше визначити цифрові коди його миттєвих значень U_j . В обох випадках для цього збільшують розрядність n та кількість кодів миттєвих значень K , на основі яких вихідний сигнал генерується, або які використовують для обчислення контрольованих параметрів вхідного сигналу. Точність визначення кодів миттєвих значень U_j аналогового сигналу значно перевищує точність відтворення критеріїв якості генерації вихідного сигналу або точність параметрів, що визначаються при контролі вхідного сигналу. Отже, зростає надлишковість масивів даних, що розраховують або визначають при генерації або вимірюванні аналогових сигналів. Потрібно відзначити, що додатково необхідно збільшувати розрядність та швидкодію цифроаналогового або аналого-цифрового перетворювача відповідно. Ці параметри є взаємно протилежними і їхнє одночасне покращання вимагає використання дорогих прецизійних та точних аналогових вузлів.

Збільшення розрядності n кодів миттєвих значень обмежують, по-перше, часові витрати – швидкодія та, відповідно, собівартість цифроаналогового перетворювача, що призначений для формування кодів миттєвих значень вихідного сигналу, або аналого-цифрового перетворювача, який використовується для дискретизації контрольованого сигналу. По-друге, апаратні витрати – розрядність та, відповідно, собівартість ліній передачі даних і оперативного запам'ятовуючого пристрою, який призначений для зберігання кодів миттєвих значень U_j сигналу, що формується, або параметри якого контролюються, а особливо процесора, на основі якого інформаційно-вимірвальний пристрій проектується.

Нині розроблено потужний математичний апарат та, відповідно, алгоритми і програмне забезпечення пристроїв цифрової обробки сигналів, які розраховані на використання відліків сигналів, що дискретизовані рівномірно. Широке використання рівномірної дискретизації зумовлене спадковою архітектурою та загальноприйнятими принципами використання перших цифрових вузлів, що вимірювали або генерували аналогові сигнали. Їхня внутрішня організація була спрощеною внаслідок використання повільної і, відповідно, малопотужної елементної бази. Тому сучасні високопродуктивні цифроаналогові та аналого-цифрові перетворювачі в інтегральному виконанні переважно виконані на традиційних принципах побудови і розраховані на використання рівномірної дискретизації сигналів.

Виконані дослідження показали, що в деяких випадках можливо зменшити надлишковість обсягу даних, що розраховують або визначають при перетворенні аналогових сигналів та одночасно підвищити точність формування або вимірювання вхідних/вихідних сигналів можна при використанні рівномірного квантування. Похибка перетворення сигналів залежить від розділової здатності формувача змінних часових інтервалів Δt_j та швидкості зміни сигналу в задані моменти часу t_j і, враховуючи значну швидкодію елементної бази сучасних інформаційно-вимірвальних пристроїв, може бути зведена практично до нуля.

Використання рівномірного квантування при цифроаналоговому перетворенні сигналів. При цифроаналоговому перетворенні з рівномірною дискретизацією сигналів коди їхніх миттєвих значень U_j обчислюють згідно з виразом:

$$U_j = \left[u(t_j) \frac{U_m}{u_m} \right], \quad (1)$$

де j – порядковий номер коду миттєвого значення сигналу, $j=1 \dots K$, де K – загальна кількість миттєвих значень сигналу, що визначаються упродовж періоду коливань; $u(t_j)$ – розрахункове значення сигналу в момент часу t_j , причому $t_j = j \cdot \Delta t$, Δt – період дискретизації; u_m – опорна напруга, яка визначає максимальну величину (амплітуду) сигналу, що формується; U_m – максимальний код, що може бути поданий на входи даних цифроаналогового перетворювача, причому $U_m=2^n-1$, де n – кількість двійкових розрядів (розрядність) цифроаналогового перетворювача; $[\cdot]$ – оператор заокруглення, тобто $[R]$ – цілочислове значення дійсного числа R .

Через однакові проміжки часу Δt розраховані коди миттєвих значень U_j подаються на входи цифроаналогового перетворювача, який формує пропорційну напругу вихідного сигналу $u(t_j)$.

Абсолютна похибка $\Delta(u)$ відтворення миттєвих значень напруги $u(t_j)$ сигналу в моменти часу t_j становить:

$$|\Delta(u)| \leq \frac{1}{2} \Delta u, \quad (2)$$

де Δu – крок квантування, який дорівнює $\Delta u = \frac{u_m}{U_m}$.

Для підвищення точності відтворення напруги $u(t_j)$ вихідного сигналу в задані моменти часу t_j при використанні рівномірної дискретизації збільшують кількість n розрядів в кодах миттєвих значень U_j і, відповідно, розрядність цифроаналогового перетворювача. Як було відзначено вище, це зумовлює значне зростання собівартості реалізації пристрою.

Виконаний аналіз та програмне моделювання особливостей цифроаналогового перетворення сигналів показали можливість використання рівномірного квантування при цифроаналоговому перетворенні сигналів [3]. При генерації аналогових сигналів за рахунок оптимізації процедур дискретизації в часі та квантування за рівнем можна забезпечити задане значення $\Delta(u)$ похибки визначення миттєвих значень вихідного сигналу на основі кодів його миттєвих значень U_j , які мають меншу кількість розрядів. Тобто можна зменшити розрядність цифроаналогових перетворювачів.

Цифроаналогові перетворення з рівномірним квантуванням сигналів можуть виконуватися так. Згідно з вибраним критерієм визначають крок квантування Δu , з яким будуть формуватися миттєві значення вихідної напруги $u(t_j)$ сигналу. У такому разі напруга вихідного сигналу дорівнює:

$$u(t_j) = U_j \cdot \Delta u = U_{j-1} \pm \Delta u. \quad (3)$$

Коди миттєвих значень вихідних сигналів U_j обчислюють згідно з виразом (1), а відповідні моменти часу t_j визначають так:

$$t_j = F^{-1}(u(t_j)), \quad (4)$$

де F^{-1} – функція, що обернена до виразу, який описує напругу вихідного сигналу $u(t_j) = F(t_j)$.

Наприклад, для синусоподібного сигналу:

$$u(t_j) = u_m \sin\left(2\pi \frac{T_j}{T_m}\right), \quad (5)$$

де T_j – числовий код змінної часу, причому $T_j = \left[t_j \frac{T_m}{t_m} \right]$, T_m – код періоду повторення сигналу,

причому $T_m = 2^k - 1$, де k – кількість двійкових розрядів формувача часових інтервалів, t_m – період коливань вихідного сигналу, обернена функція F^{-1} має вигляд;

$$T_j = \left[\frac{T_m}{2\pi} \arcsin\left(\frac{U_j}{U_m}\right) \right]. \quad (6)$$

Після цього визначають точність $\Delta(t)$, з якою необхідно задавати моменти часу t_j :

$$|\Delta(t)| \leq \frac{1}{2} t_{TI} \quad (7)$$

і визначають період слідування t_{TI} службових тактових імпульсів ТІ лічильника/формуваача часових інтервалів (таймера).

$$t_{TI} \leq \frac{t_m}{T_m}. \quad (8)$$

Можна забезпечити виконання нерівності (2) із значно вищою точністю:

$$|\Delta(u)| \ll \frac{1}{2} \Delta u. \quad (9)$$

Необхідно відзначити, що період слідування t_{TI} службових тактових імпульсів обмежується швидкістю елементної бази, на основі якої виконують цифровий генератор аналогових сигналів.

З виразу (8) визначається розрядність k кодів змінної часу T :

$$k = \left\lceil \log_2 \frac{t_m}{t_{TI}} \right\rceil. \quad (10)$$

Якщо як лічильник/формував часових інтервалів використаний внутрішньокристалльний таймер мікроконтролера, на основі якого виконують сучасній пристрій цифрової обробки сигналів, то кількість k розрядів часової змінної T обмежується розрядністю таймера.

Фактично, лічильник/формував часових інтервалів задає тільки часові інтервали Δt_j між моментами t_j формування суміжних напруг вихідного сигналу $u(t_{j-1})$ та $u(t_j)$, відповідно, потрібно розраховувати тільки прирости змінної часу ΔT_j . Це дає змогу зменшити необхідну розрядність k' змінної часу T :

$$k' = \left\lceil \log_2 \frac{\Delta t_j}{t_{TI}} \right\rceil \quad (11)$$

При заданій розрядності лічильника/формувача часових інтервалів k використання виразу (11) дає змогу значно підвищити частотний діапазон вихідних аналогових сигналів, для яких забезпечується задана похибка $\Delta(t)$ відтворення часових інтервалів t_j . Додатково можна відзначити, що, враховуючи значну швидкість сучасних цифрових вузлів, службові тактові імпульси можуть мати значно вищу частоту, ніж частота синхросигналів, що забезпечують функціонування пристрою загалом.

При використанні рівномірного квантування для цифроаналогового перетворювача обчислювати коди миттєвих значень U_j періодичного сигналу не обов'язково, достатньо визначати ознаку z_j зростання або спадання напруги вихідного сигналу u_j у відповідні моменти часу t_j

$$z_j = \begin{cases} 0, & du_j/dt_j > 0, \\ 1, & du_j/dt_j < 0 \end{cases} \quad (12)$$

У такому разі для формування кодів миттєвих значень може бути використаний реверсивний лічильник, який тактується сигналом переповнення лічильника/формувача часових інтервалів. Для забезпечення можливості задавання змінного кроку квантування ($\Delta u_j - var$), формував кодів миттєвих значень можна виконати на основі накопичувального суматора/віднімача.

Подальше підвищення точності цифроаналогового перетворення вихідного сигналу можливе при формування його кодів U_j миттєвих значень з урахуванням тривалості перехідних процесів на виході цифроаналогового перетворювача [4].

Необхідно відзначити, що розглянуті принципи реалізації цифроаналогового перетворення загальновідомі, наприклад [5]. Але їх, переважно, використовують для зменшення обсягу масивів даних, на основі яких формуються аналогові сигнали, за рахунок обчислення та зберігання тільки кодів приростів ΔU_j напруги вихідних сигналів. В таких цифроаналогових перетворювачах застосовують рівномірну дискретизацію та, відповідно, нерівномірне квантування сигналів

Використання рівномірного квантування при аналого-цифровому перетворенні сигналів. Нині при виконанні аналого-цифрового перетворення сигналів, як правило, використовується рівномірна дискретизація сигналів ($\Delta t - const$). Моменти дискретизації t_j задають точно:

$$t_j = j \cdot \Delta t = t_{j-1} + \Delta t. \quad (13)$$

В такому випадку, згідно з виразом (2) коди миттєвих значень U_j сигналу визначаються з випадковою похибкою, що не перевищує половини кроку квантування Δu (при заокругленні до найближчого цілого, яке, як правило, використовують на практиці).

$$U_j = u(t_j) \frac{U_m + 1}{u_A} \Delta u. \quad (14)$$

Традиційно для підвищення точності кодів U_j миттєвих значень напруги вхідного сигналу збільшують їхню розрядність n .

$$n = \left\lceil \log_2 \frac{u_m}{\Delta u} \right\rceil \quad (15)$$

Для підвищення точності аналого-цифрового перетворення результат – коди миттєвих значень U_j сигналу — можна вважати визначеними точно, а неточність врахувати при визначенні відповідних кодів T_j моментів часу t_j , в які відбувається дискретизація сигналу. Якщо прийняти, що коди миттєвих значень U_j визначені точно:

$$U_j = u(t_j) \frac{U_m}{u_A}, \quad (16)$$

то для j -го моменту дискретизації можна записати:

$$t_j = T_j \cdot \Delta t \pm \Delta(t), \quad (17)$$

де $\Delta(t)$ — похибка визначення моментів часу t_j , максимальне значення якої при постійному кроку дискретизації Δt залежить від швидкості зміни контрольованого сигналу

$$\Delta(t) = \left| \frac{\Delta u}{u'(t_j)} \right|. \quad (18)$$

Значно зменшити похибку $\Delta(t)$ визначення кодів T_j моментів ініціалізації аналого-цифрових перетворень можна, якщо для визначення часових інтервалів t_j використовувати тактові імпульси ПІ, частота слідування f_{TI} яких значно перевищує частоту вхідних сигналів f_m , параметри яких контролюються, тобто $f_{TI} \gg f_m$ відповідно $t_{TI} \ll t_m$. Напругу вхідного сигналу за допомогою аналогових компараторів необхідно порівнювати з опорними напругами u_{Rj} , точна величина яких наперед відома і визначається з високою точністю при калібруванні або повірці пристрою. В деяких випадках можна використати один аналоговий компаратор і малорозрядний прецизійний цифроаналоговий перетворювач, який формує високостабільні напруги u_{Rj} . У такому разі аналого-цифрові перетворення виконують, визначаючи коди часових інтервалів ΔT_j між моментами t_j перетинання напруги аналогового сигналу $u(t_j)$ рівнів опорних напруг u_{Rj} . Оскільки при розглянутому способі виконання аналого-цифрового перетворення значення T_j часової змінної T неможливо заокруглити, то часові моменти t_j визначається з точністю до величини t_{TI} періоду слідування допоміжних тактових імпульсів:

$$\Delta(t) < t_{TI}. \quad (19)$$

Час моменту дискретизації t_j дорівнює:

$$t_j = T_j \cdot t_{TI} + \Delta(t). \quad (20)$$

Очевидно, що крок дискретизації буде змінним ($\Delta t_j - var$). Якщо коди відліків U_j сигналу пропорційні порядковому номеру j ($\Delta u = 1$), то отримуємо аналого-цифрове перетворення з рівномірним квантування сигналів.

Аналогічні принципи функціонування використовуються в сигма-дельта АПЦ та в каскадних слідкуючих АЦП. Але в них результатом аналого-цифрового перетворення є код напруги миттєвого значення U_j вхідного сигналу, а моменти дискретизації t_j визначають зовнішнім таймером.

Оскільки відсутнє відповідне розвинуте математичне забезпечення, рівномірно квантовані відліки сигналу практично непридатні для подальшої обробки для обчислення основних

параметрів сигналу. Вони можуть бути використані для подальшого відтворення на їхній основі початкового сигналу за допомогою цифроаналогового перетворення з рівномірним квантуванням. Значно зменшується обсяг інформації, що зберігається, оскільки достатньо зберігати тільки прирости ΔT_j часової змінної та ознаку z_j зростання/спадання вхідної напруги u_j .

Моделювання процесів дискретизації в часі та квантування за рівнем при виконанні аналого-цифрових перетворень та додаткові дослідження показали можливість обчислення рівномірно дискретизованих кодів U_j^D миттєвих значень сигналу на основі кодів U_j його відліків, крок дискретизації яких змінний [6]. Отримані дані придатні для подальшої обробки для обчислення додаткових параметрів контрольованого сигналу. Наприклад, синусоподібний сигнал може бути точно відтворений на основі тільки двох відліків U_{R1} та U_{R2} , причому його коди миттєвих значень U_j^D , які рівномірно дискретизовані в часі, визначають за допомогою виразу:

$$U_j^D = \frac{U_{R1} \sin\left(\left(\Delta T_{12} - T_j^D\right) \frac{2\pi}{T_m}\right) + U_{R2} \sin\left(T_j^D \frac{2\pi}{T_m}\right)}{\sin\left(\Delta T_{12} \frac{2\pi}{T_m}\right)}, \quad (21)$$

де ΔT_{12} – код, що пропорційний до часового інтервалу між моментами рівності величини вхідного сигналу $u(t)$ вузловим напругам u_1 та u_2 , яким відповідають коди U_1 та U_2 ; T_j^D – код зміщення величини вхідного сигналу $u(t_j)$ стосовно напруги u_1 .

При використанні співвідношення (21) рівномірно розташовані моменти часу t_j^D можуть визначатися точно згідно з (13). Розраховані числові коди U_j^D миттєвих значень сигналу можуть бути дійсними числами, а похибка їхнього обчислення залежить від точності визначення значення функції \sin в виразі (21) та розрядності часової змінної T . Коефіцієнти пропорційності між вузловими напругами u_{R1} , u_{R2} та їхніми кодами U_{R1} і U_{R2} визначаються при калібруванні пристрою, причому напруги u_1 та u_2 можуть бути однаковими, тобто $u_{R1} = u_{R2} = u_R$, відповідно, $U_{R1} = U_{R2} = U_R$. Для додаткового зменшення собівартості апаратної реалізації як аналого-цифровий перетворювач можуть бути використані аналоговий компаратор на основі операційного підсилювача (тригер Шмідта) та двійковий лічильник.

Висновки. Виконаний аналіз та програмне моделювання особливостей цифроаналогового та аналого-цифрових перетворень сигналів показали можливість використання рівномірного квантування, яке полягає у визначенні моментів часу t_j , за яких напруга вихідного/вхідного сигналу u_j точно дорівнює одній з опорних напруг u_{Rj} при формуванні або дискретизації аналогових сигналів. За заданих вимог до точності відтворення параметрів сигналу, що генерується або контролюється, за рахунок оптимізації алгоритму виконання цифроаналогового або аналого-цифрового перетворень можна зменшити кількість розрядів кодів миттєвих значень і, відповідно, розрядність цифроаналогового або аналого-цифрового перетворювача, що використовується.

При генерації вихідних сигналів, по-перше, збільшується точність відтворення форми вихідних сигналів, внаслідок точнішого задавання напруги миттєвого значення сигналу u_j в моменти дискретизації t_j , які також задають з більшою розділовою здатністю. По-друге, зменшуються обсяг даних, що зберігаються в оперативній пам'яті пристрою та необхідні для функціонування цифроаналогового перетворювача, оскільки обчислюються тільки прирости змінної часу ΔT_j .

При здійсненні візуального контролю форми аналогових сигналів рівномірне квантування також дає змогу зменшити надлишковість масивів даних, що визначаються при аналого-цифровому перетворенні та дає змогу використовувати недорогі та швидкодіючі малорозрядні аналого-цифрові перетворювачі в інтегральному виконанні.

Перспективність використання рівномірного квантування при вимірюванні параметрів аналогових сигналів залежить від розроблення відповідних алгоритмів обробки нерівномірно

дискретизованих відліків. Практичне застосування розглянутих принципів формування та вимірювання аналогових сигналів немало залежить від наявності відповідних цифро-аналогових та аналого-цифрових перетворювачів в інтегральному виконанні, що можуть використовувати та реалізовувати рівномірне квантування сигналів.

1. Цветков Э.М. Процессорные измерительные средства. – Л., 1989. 2. Обозовський С.С. Вимірювальні сигнали та кола: Навч. посібник. – К., 1993. 3. Паньків Р.С. Використання адаптивної дискретизації при цифроаналоговому перетворенні сигналів // Вісник НУ "Львівська політехніка" № 463. – Львів, 2002. 4. Паньків Р.С., Хомич С.В. Дослідження впливу перехідних процесів на точність функціонування ЦАП // Вісник НУ "Львівська політехніка" № 385. – Львів, 2000. 5. А. С. № 1614102 (СССР). Цифровой генератор гармонических сигналов / Ванько В. М., Доронина О. М., Лавров Г. Н. – Оуб. в Б. И., 1990, № 12. [6] Ruslan Pankiv. Peculiarities of practical use of adaptive discretization of signals. // Proceedings of the 1-st International Conference "Advanced Computer Systems and Networks: Design and Application", – Ukraine, Lviv, 24-26 September, 2003.

УДК 681.3

Я.С. Парамуд, Р.Б. Іванців

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електронних обчислювальних машин

АЛГОРИТМ МАРШРУТИЗАЦІЇ В БЕЗПРОВІДНИХ МЕРЕЖАХ З КОМІРКОВОЮ ТОПОЛОГІЄЮ

© Парамуд Я.С., Іванців Р.Б., 2005

Розглянуто задачу маршрутизації трафіка в безпроводних коміркових радіомережах, особливості протоколів однорівневої та багаторівневої маршрутизації. Запропоновано вдосконалений алгоритм на основі застосування елементів ієрархічної маршрутизації та зведення структури зв'язків до деревоподібного представлення, який розширює функціональні можливості мережі.

The article depicts the problem of routing in wireless mesh networks and analyzes the characteristics of existing routing protocols, both flat and multilevel. Author offers the improvement in routing algorithm by using the elements of hierarchical routing and presenting the network with a tree-like structure, which significantly extends the possibilities of wireless network.

Вступ. Сучасні безпроводні мережі проектувалися здебільшого для того, щоб замінити дорогу кабельну інфраструктуру, позбавивши будинки та офіси від багатьох провідникових з'єднань. Під час практичного застосування виявилось, що безпроводні з'єднання мають низку додаткових особливостей, які дають змогу застосовувати їх в якісно іншому плані.

Працівники фірми Intel та ряду інших компаній активно впроваджують технологію, яка дає змогу якісно підвищити швидкість та надійність безпроводних коміркових мереж (mesh networks), і вже сьогодні існують прототипи пристроїв, які працюють згідно з новою технологією. Суть полягає у тому, що кожний безпроводний пристрій не лише приймає і передає свій трафік, а також маршрутизує і пропускає через себе трафік інших пристроїв, що входять у мережу. Ця властивість робить коміркові мережі у чомусь подібними до глобальної мережі Інтернет.

Кожний вузол коміркової мережі спілкується лише з сусідніми вузлами, а не з віддаленою точкою доступу (access point), чи базовою станцією (base station), що дає змогу виконувати передачу