

УДК 621.317

Р. С. Паньків

Національний університет “Львівська політехніка”
кафедра “Електронно-обчислювальні машини”**ОСОБЛИВОСТІ ВИКОНАННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО
ПЕРЕТВОРЕННЯ З АДАПТИВНОЮ ДИСКРЕТИЗАЦІЄЮ СИГНАЛІВ**

© Паньків Р.С., 2003.

Розглянуто основні принципи виконання аналого-цифрового перетворення з врахуванням дискретності кодів миттєвих значень сигналів, а також змінної, яка відповідає тривалості часових параметрів.**It was examined a basic execution principles of analog-to-digit conversions of signals with considering of discontinuity of instantaneous signals values, and variable, which corresponded to duration of time parameters, too.****Вступ**

Бурхливий розвиток елементної бази обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, зростання швидкодії, розрядності та функціональних можливостей процесорів значно розширили коло їх практичного застосування. Ефективність використання засобів обчислювальної техніки при вирішенні практичних задач управління різноманітними пристроями або контролю за складними технологічними процесами значною мірою залежить від точності визначення основних параметрів аналогових сигналів. Для правильного та ефективного керування необхідно мати об'єктивну інформацію. Найбільш об'єктивна — вимірювальна інформація, яка формується за допомогою аналого-цифрового перетворення електричних сигналів, які пропорційні фізичним параметрам об'єктів або процесів навколишнього матеріального світу [1].

Внаслідок базових принципів побудови та функціонування обчислювальні пристрої найкраще пристосовані до обробки або формування синхронних дискретних сигналів. При цьому реальні фізичні процеси в навколишньому середовищі мають, в основному, асинхронний континуальний характер. Отже, дослідження принципів підвищення ефективності узгодження (адаптації) цифрових технічних засобів із динамічними неперервними процесами (сигналами) зовнішнього світу завжди є актуальним. При вимірюванні інформації необхідно забезпечити потрібну точність і швидкість її формування. Ці параметри є протилежними і їх одночасне покращання вимагає використання дорогих прецизійних та точних аналогових вузлів. Існуючі аналого-цифрові перетворювачі, що задовольняють вимоги до часу обробки сигналів, часто не можуть забезпечити потрібну точність визначення їх параметрів або мають дуже велику собівартість. Ефективне використання значної обчислювальної потужності сучасних процесорів зумовлює пошук та розробку нових методів і алгоритмів виконання аналого-цифрового перетворення сигналів.

У подальших аналітичних виразах для позначення величини інформативного параметра сигналу, що контролюється, використовуються малі букви, наприклад, x , а пропорційні йому цифрові коди позначаються великими буквами, відповідно — X . А також окремі значення (величини або коди) одного параметра, що отримані протягом певного часу і утворюють послідовну множину з N елементів, мають індекс j , де $j = 1 \dots N$.

1. Використання рівномірної дискретизації сигналів

Аналого-цифрове 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 U_j миттєвих значень (відліки) вхідних сигналів. Найбільш поширена на практиці рівномірна дискретизація, згідно з якою миттєві значення сигналу $u(t_j)$ через однакові проміжки часу (крок дискретизації) $\Delta t_j = \Delta t = \text{const}$ порівнюються з розмірами їх дозволених рівнів U_j . Очевидно, що в такому випадку приріст цифрових кодів відліків сигналу (крок квантування) Δu_j буде змінним, тобто $\Delta u_j = \text{var}$. Для рівномірно дискретизованих відліків сигналів розроблені потужний математичний апарат та, відповідно, основні алгоритми і програмне забезпечення пристроїв цифрової обробки сигналів. Широке використання рівномірної дискретизації також має історичні причини, оскільки зумовлене вимогами до спрощення реалізації цифрової частини перших пристроїв, які вимірювали або генерували аналогові сигнали та були побудовані на повільній і, відповідно, малопотужній елементній базі. Сьогодні при проектуванні сучасних інтелектуальних інформаційно-вимірювальних пристроїв на основі швидкодіючих мікроконтролерів або однокристальних мікро-ЕОМ, аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів в інтегральному виконанні значною мірою використовуються традиційні принципи побудови.

Внаслідок операцій дискретизації та квантування виникають похибки визначення миттєвих значень сигналів і, відповідно, похибки вимірювання форми або інформативного параметра сигналів, які, в основному, залежать від розміру кроків дискретизації Δt та квантування Δu . Під час цифро-аналогового перетворення величини кроків дискретизації та квантування мають бути такими, щоб за сукупністю відліків можна було б з потрібною точністю за мінімальним числом відліків відтворити неперервний сигнал. У випадку аналого-цифрового перетворення вибрані кроки квантування та дискретизації повинні дозволити визначити інформативні параметри сигналу з заданою точністю на основі мінімальної кількості його відліків. При визначенні миттєвих значень сигналів, як правило, виконується заокруглення до найближчого цілого.

Згідно з [2], абсолютна похибка визначення миттєвих значень сигналів $\Delta(u)$ при використанні рівномірної дискретизації з мінімальним кроком квантування q має такі характеристики:

- зона значень: $-q/2 \leq \Delta(u) \leq q/2$;
- густина розподілу: $p(\Delta(u)) = 1/q$;
- математичне сподівання: $M[\Delta(u)] = 0$;
- дисперсія: $D[\Delta(u)] = q^2/12$.

Для покращання якості генерації сигналу заданої форми необхідно забезпечити високу точність відтворення його миттєвих значень $u(t_j)$ в задані моменти часу t_j . Аналогічно з метою підвищення точності обчислення основних параметрів сигналу, що контролюється, потрібно більш точно визначати цифрові коди U_j його миттєвих значень $u(t_j)$. В обох випадках для цього збільшують розрядність та кількість кодів миттєвих значень N , на основі яких вихідний сигнал генерується, або які використовуються для обчислення основних параметрів вхідного сигналу. Отже, потрібно збільшувати розрядність та швидкодію цифро-аналогового або аналого-цифрового перетворювача.

Збільшення розрядності кодів миттєвих значень обмежується, по-перше, швидкодією та собівартістю цифро-аналогового перетворювача, що призначений для формування кодів

миттєвих значень вихідного сигналу, або аналого-цифрового перетворювача, який використовується для дискретизації контрольованого сигналу. По-друге, розрядністю та, відповідно, собівартістю ліній передачі даних і оперативного запам'ятовувального пристрою, який призначений для зберігання кодів миттєвих значень сигналу, що формується, або параметри якого контролюються, особливо процесора, на основі якого спеціалізований обчислювальний пристрій проектується.

Значно підвищити точність формування або вимірювання вхідних/вихідних сигналів можна, використовуючи рівномірне квантування $\Delta u_j = \Delta u = \text{const}$. Тоді, похибка визначення миттєвих значень сигналу $\Delta(u)$ залежить від роздільної здатності формувача змінних часових інтервалів Δt_j та швидкості зміни сигналу і може бути зведена практично до нуля. Широке використання рівномірного квантування при формуванні або вимірюванні періодичних сигналів обмежується значним збільшенням кількості відліків N , що визначаються протягом періоду коливальності. Рівномірне квантування зручно використовувати в автоматичних регуляторах, які формують аперіодичні сигнали управління. Для зменшення величини N доцільно використовувати адаптивну дискретизацію сигналів.

2. Адаптивна дискретизація сигналів

Під час аналого-цифрового перетворення крок дискретизації Δt має бути оптимальним, тобто достатньо малим, щоб забезпечити задану точність відновлення або вимірювання сигналу, але й не занадто дрібним, щоб не було зайвих відліків, які несуть надлишкову інформацію та збільшують обчислювальну складність алгоритмів цифрової обробки сигналів. Внаслідок надмірності інформації ускладнюється її зберігання, обробка та передавання, зменшується ефективність функціонування пристрою, оскільки потрібно мати більше пам'яті, витратити більше часу на обробку та передавання даних, збільшувати пропускну здатність каналів. У загальному випадку адаптивною називається дискретизація, коли крок дискретизації вибирається з умови оптимізації (мінімізації або максимізації) заданого критерію. Відомо багато методів вибору оптимального кроку дискретизації залежно від області використання результатів перетворення. У цій статті прийнятий критерій оптимальності — зменшення похибки аналого-цифрового перетворення, яка виникає при визначенні кодів U_j миттєвих значень сигналу $u(t_j)$ в довільні моменти часу t_j .

Адаптація (приспосовування) операцій дискретизації до особливостей конкретного сигналу вже фактично здійснюється вибором оптимальної величини кроку дискретизації за відповідним критерієм. При цьому частотний критерій Котельникова та кореляційний критерій Железнова забезпечують таку адаптацію тільки в середньому для певного проміжку частот спектра сигналу [2]. На відміну від них квантовий критерій Темникова дозволяє здійснювати адаптивну дискретизацію з урахуванням миттєвих значень сигналу, але за умови не надто великої швидкості його зміни [2, 3]. Квантовий критерій ґрунтується на залежності оптимального кроку дискретизації $\Delta^0 t$ від розміру кроку квантування Δu і першої похідної сигналу $u'(t)$. За виразом:

$$u'(t) = \frac{du}{dt} \approx \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (1)$$

оптимальний крок дискретизації визначається як:

$$\Delta^0 t = \frac{\Delta u}{u'(t)} \quad (2)$$

При використанні квантового критерію вибору оптимального кроку дискретизації найзручніше реалізувати адаптивну дискретизацію [2].

3. Особливості використання адаптивної дискретизації сигналів

У результаті удосконалення мікроелектронної елементної бази виникла реальна можливість введення програмованих (процесорних) засобів до складу вимірювальних кіл або вузлів формування аналогових сигналів. При цьому обчислювальні засоби використовуються не тільки для обробки результатів вимірювання або підготовки числових даних для формування вихідних сигналів та автоматизації функціонування аналогових вузлів, а безпосередньо беруть участь у реалізації частини вимірювальних процедур у числовій формі на програмній основі. Це спричиняє не тільки виникнення нових технічних засобів, що використовуються при формуванні результатів вимірювань, а також додавання до апаратної частини програмного забезпечення, значення і функції якого при удосконаленні процесорних (репрограмованих) засобів та внаслідок розвитку алгоритмічного забезпечення послідовно зростають [4].

Під час аналого-цифрового перетворення з рівномірною дискретизацією сигналів точно задаються моменти t_j ініціалізації АЦ-перетворень:

$$t_j = T_j \cdot \Delta t = j \cdot \Delta t, \quad (3)$$

де T_j – значення змінної часу t в j -й момент, як правило, $T_j = j$.

Коди U_j миттєвих значень сигналу $u(t_j)$ визначаються з випадковою похибкою, що не перевищує половини мінімального кроку квантування q (при заокругленні до найближчого цілого, яке на практиці використовується найчастіше).

$$U_j = \left[\frac{u(t_j)}{u_R} U_M \right], \quad (4)$$

де u_R – опорна напруга, яка визначає максимальну амплітуду сигналу, що може контролюватися; U_M – код максимальної амплітуди сигналу, яка дорівнює $U_M = 2^n - 1$, де n – кількість значущих розрядів кодів, що формуються на виході даних аналого-цифрового перетворювача; $[\cdot]$ – оператор заокруглення, тобто $[X]$ – цілочислове значення дійсного числа X , причому $| X - [X] | \leq 1/2$.

Аналого-цифровий перетворювач з адаптивною дискретизацією сигналів повинен містити формувач точних та стабільних напруг u_i^S , де $i = 1 \dots S$, S – кількість опорних напруг, вузол порівняння (аналоговий компаратор) та цифровий лічильник. Якщо величини напруг u_i^S кратні між собою та розташовані рівномірно, з однаковим приростом $\Delta u = \text{const}$, то отримуємо аналого-цифрове перетворення з рівномірним квантуванням сигналів.

Оскільки період повторень та амплітуда сигналу $u(t)$, що контролюється, не відомі наперед, то точно може бути визначена тільки величина напруги миттєвого значення сигналу $u(t_j)$ в j -й момент часу, а саме — рівність напруги вхідного сигналу $u(t)$ одній з точних стабільних напруг u_i^S :

$$u(t_j) = u_i^S \pm \varepsilon, \quad (5)$$

де ε – похибка вузла порівняння, для якої завжди можна забезпечити $\varepsilon \ll q/2$.

Числові коди U_j миттєвих напруг $u(t_j)$ вхідного сигналу, які відповідають кодам U_i^S стабільних напруг u_i^S , можуть бути дійсними числами і визначаються з високою точністю попередньо, при калібрувці аналого-цифрового перетворювача:

$$U_i^S = \frac{u_i^S}{u_R} U_M \quad (6)$$

Моменти часу t_j^S , в які напруга миттєвого значення контрольованого сигналу $u(t_j)$ з необхідною точністю дорівнює одній із стабільних напруг u_i^S , визначаються за допомогою аналогового компаратора шляхом стробування двійкового лічильника, на лічильний вхід якого подається послідовність тактових імпульсів ТІ. Коди T_j^S часу збігу напруги вхідного сигналу $u(t_j)$ та стабільних напруг u_i^S дорівнює:

$$T_j^S = \left\lfloor \frac{t_j^S}{t_P} T_M \right\rfloor = \left\lfloor \frac{t_j^S}{\tau} \right\rfloor, \quad (7)$$

де t_P – період коливань (для періодичних сигналів) або максимальний час, протягом якого виконується контроль параметрів вхідного сигналу (для аперіодичних сигналів); T_M – максимальний код значення змінної часу (код періоду сигнала), причому $T_M = 2^V - 1$, де v – розрядність двійкового лічильника; τ – період повторення тактових імпульсів ТІ, який відповідає мінімальному кроку квантування; $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор відкидання дробової частини, тобто $\lfloor X \rfloor$ – цілочислове значення дійсного числа X , причому $X - \lfloor X \rfloor < 1$.

Похибка визначення кодів T_j^S часової змінної (апертурна похибка) залежить від роздільної здатності двійкового лічильника, яка відповідає τ . Величину мінімального кроку квантування τ доцільно вибирати такою, щоб рівність (5) виконувалась з необхідною точністю. При використанні високочастотних тактових імпульсів ТІ, для яких $\tau \ll t_P$, апертурну похибку можна звести практично до нуля. При цьому розрядність двійкового лічильника зростає незначно або взагалі не збільшується, оскільки останній може визначати тільки прирости часової змінної ΔT_j^S .

$$\Delta T_j^S = \left\lfloor \frac{\Delta t_j^S}{\tau} \right\rfloor, \quad (8)$$

У такому випадку коди T_j^S часу рівності напруги вхідного сигналу $u(t)$ та однієї із стабільних напруг u_i^S дорівнюють:

$$T_j^S = \sum_{k=1}^j \Delta T_k^S \quad (9)$$

Описаний алгоритм виконання аналого-цифрового перетворення з адаптивною дискретизацією сигналів дозволяє отримати високоточні числові коди U_j^S та T_j^S , відповідно, миттєвих значень контрольованого сигналу $u(t_j^S)$ та часу t_j^S , в який вони сформовані, причому похибка їх визначення буде практично відсутня. Внаслідок цього можна значно зменшити розрядність даних i , відповідно, об'єм інформації, що зберігається. Як було вказано вище, аналогічним чином можна виконувати аналого-цифрове перетворення з рівномірним квантуванням сигналів. При цьому, рівні стабільних напруг u_i^S повинні бути розташовані рівномірно.

Отримані дані практично непридатні для подальшої обробки з метою обчислення основних параметрів контрольованого сигналу, оскільки відсутнє відповідне математичне забезпечення. Вони можуть бути використані для подальшого відтворення початкового сигналу на їх основі за допомогою цифро-аналогового перетворення із змінним кроком дискретизації [5]. Найбільш поширене рівномірне квантування під час цифро-аналогового перетворення сигналів. При цьому для формування кодів миттєвих значень може бути використаний реверсивний лічильник, що дозволяє додатково зменшити обсяг даних, які зберігаються або обчислюються.

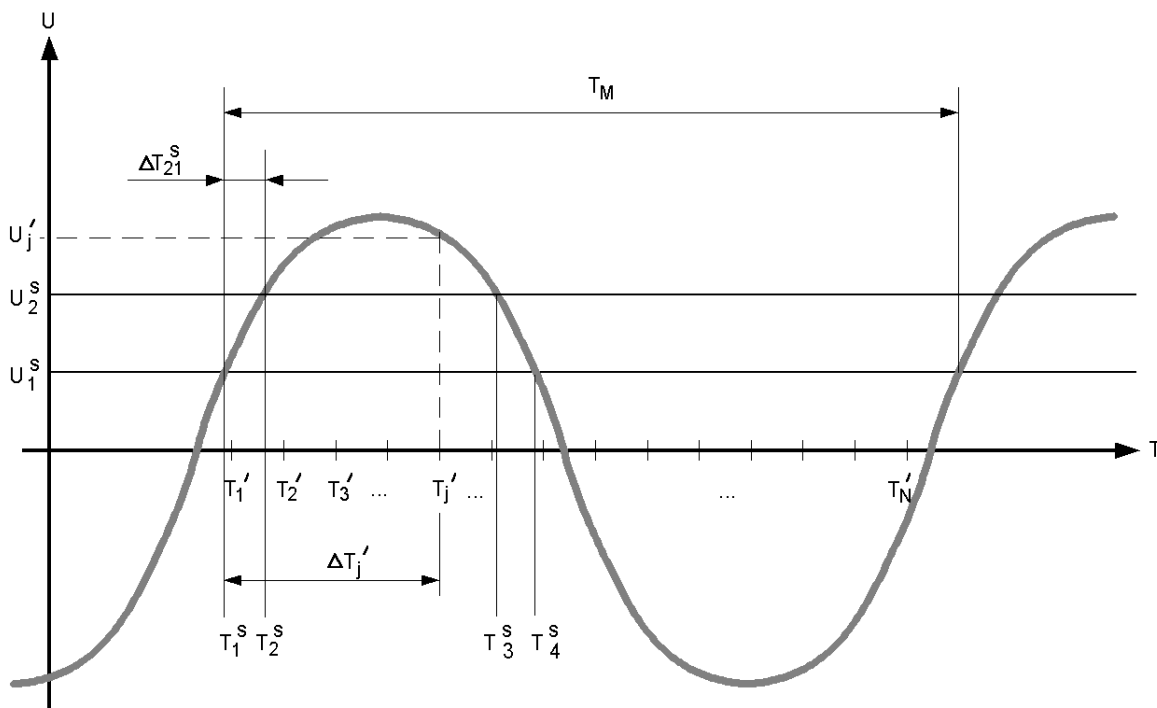
4. Тригонометрична інтерполяція миттєвих значень сигналу

Проведені дослідження показали можливість обчислення рівномірно дискретизованих кодів миттєвих значень синусоподібного сигналу на основі його відліків, крок дискретизації яких змінний. Отримані дані придатні для подальшої обробки з метою обчислення основних параметрів контрольованого сигналу шляхом використання відомих алгоритмів цифрової обробки сигналів. Наприклад, синусоподібний сигнал може бути точно відтворений на основі тільки двох відліків U_1^S та U_2^S , причому його рівномірно дискретизовані в часі коди миттєвих значень U'_j визначаються за допомогою виразу:

$$U'_j = U_1^S \frac{\sin\left(\left(\Delta T_{21}^S - \Delta T'_j\right) \frac{2\pi}{T_M}\right)}{\sin\left(\Delta T_{21}^S \frac{2\pi}{T_M}\right)} + U_2^S \frac{\sin\left(\Delta T'_j \frac{2\pi}{T_M}\right)}{\sin\left(\Delta T_{21}^S \frac{2\pi}{T_M}\right)}, \quad (10)$$

де ΔT_{21}^S – код, що пропорційний часовому інтервалу t_{21} між моментами t_1^S та t_2^S рівності напруги сигналу $u(t)$ і стабільних напруг u_1^S та u_2^S , яким відповідають коди U_1^S та U_2^S , тобто $\Delta T_{21}^S = T_2^S - T_1^S$, причому моменти t_1^S та t_2^S і, відповідно, коди T_1^S та T_2^S можуть визначатися як за зростаючим, так і за спадним фронтом вхідного сигналу; $\Delta T'_j$ – код часового зміщення поточного миттєвого значення сигналу $u(t'_j)$ відносно моменту рівності стабільній напрузі u_1^S . Коди U_1^S та U_2^S , що відповідають напругам u_1^S та u_2^S , визначаються при калібровці пристрою згідно з виразом (6). Отримані коди U'_j рівномірно дискретизованих миттєвих значень сигналу $u(t'_j)$ можуть бути дійсними числами, точність їх обчислення залежить від точності визначення функції синуса $\sin(x)$ у виразі (10).

З метою оцінки ефективності запропонованого алгоритму проведено моделювання виконання аналого-цифрового перетворення з адаптивною дискретизацією синусоподібного сигналу та подальшою інтерполяцією отриманих кодів миттєвих значень згідно із співвідношенням (10) для обчислення рівномірно дискретизованих відліків U'_j .



Тригонометрична інтерполяція кодів миттєвих значень, що отримані внаслідок аналого-цифрового перетворення з адаптивною дискретизацією сигналів

У табл. 1 наведено основні результати проведеного дослідження — коди U'_j миттєвих значень синусоподібного сигналу $u(t'_j)$, які рівномірно дискретизовані та обчислені згідно з виразом (10) на основі двох відліків U_1^S та U_2^S , що отримані при аналого-цифровому перетворенні з адаптивною дискретизацією. При цьому стабільні напруги u_1^S та u_2^S дорівнюють $u_R/3$ та $2 \cdot u_R/3$, відповідно, $U_1^S = U_M/3$ та $U_2^S = 2 \cdot U_M/3$, а протягом періоду коливань t_p обчислювались 32 коди миттєвих значень ($N = 32$). Для порівняння в табл. 1 містяться відповідні 8-розрядні ($n = 7$) відліки U_j , що отримані згідно з виразом (4) для аналого-цифрового перетворення з рівномірною дискретизацією сигналів, та відносні похибки їх визначення $\delta(U_j)$, де $\delta(U_j) = 100 \cdot (U_j - u(t_j))/u(t_j)$.

Таблиця 1

Тригонометрична інтерполяція відліків синусоподібного сигналу

Точне м. з.		Адаптивна дискретизація, U'_j						Рівномірна дискрет.	
j	$u(t_j)$	T_1^S, T_2^S	T_1^S, T_3^S	T_1^S, T_4^S	T_2^S, T_3^S	T_2^S, T_4^S	T_3^S, T_4^S	U_j	$\delta(U_j), \%$
1	24,776	24,776	24,776	24,776	24,776	24,776	24,776	25	0,902
2	48,601	48,601	48,601	48,601	48,601	48,601	48,601	49	0,821
3	70,557	70,557	70,557	70,557	70,557	70,557	70,557	71	0,621
4	89,803	89,803	89,803	89,803	89,803	89,803	89,803	90	0,220
5	105,597	105,597	105,597	105,597	105,597	105,597	105,597	106	0,382
6	117,333	117,333	117,333	117,333	117,333	117,333	117,333	117	-0,284
7	124,560	124,560	124,560	124,560	124,560	124,560	124,560	125	0,353
8	127,000	127,000	127,000	127,000	127,000	127,000	127,000	127	0,000
...
30	-48,601	-48,601	-48,601	-48,601	-48,601	-48,601	-48,601	-49	-0,314
31	-24,776	-24,776	-24,776	-24,776	-24,776	-24,776	-24,776	-25	-0,176

З табл. 1 видно, що похибка обчислення кодів U'_j миттєвих значень синусоподібного сигналу відсутня і не залежить від рівня стабільних напруг u_1^S та u_2^S , причому вони можуть бути однаковими, тобто $u_1^S = u_2^S = u^S$, відповідно, $U_1^S = U_2^S = U^S$. При цьому як аналого-цифровий перетворювач можуть бути використані один аналоговий компаратор на основі операційного підсилювача та двійковий лічильник, а вираз (10) набуває вигляду:

$$U'_j = \left(\sin \left(\left(\Delta T^S - \Delta T'_j \right) \frac{2\pi}{T_M} \right) + \sin \left(\Delta T'_j \frac{2\pi}{T_M} \right) \right) \frac{U^S}{\sin \left(\Delta T^S \frac{2\pi}{T_M} \right)}, \quad (11)$$

Додаткові дослідження показали, що на точність відновлених відліків U'_j також не впливають наявність початкового зсуву фази сигналу ϕ , кратність амплітуди сигналу u_d величині кроку квантування Δu та кількість миттєвих значень N , що визначаються протягом періоду коливань t_p . Також необхідно зазначити, що при використанні адаптивної дискретизації більш точно визначається довжина періоду коливань вхідного сигналу T_M , яка кратна періоду коливань τ стробуючих імпульсів Π . При використанні рівномірної дискретизації згідно з (3) величина коду T_M кратна кроку дискретизації Δt .

Відліки U'_j , які отримані згідно з виразом (10), можуть бути використані для подальшої обробки, наприклад, для обчислення діючого значення \dot{U} вхідного синусоподібного сигналу $u(t)$. При цьому, оскільки коди миттєвих значень U'_j мають високу

точність, то для забезпечення необхідного значення похибки обчислення цього параметра достатньо незначної кількості кодів миттєвих значень сигналу.

При моделюванні запропонованого алгоритму (10) тригонометричної інтерполяції відліків синусоподібного сигналу i , відповідно, при формуванні даних табл. 1 не враховувалась дискретність змінної часу T , яка має основний вплив на точність визначення кодів T^S_1 та T^S_2 , відповідно, на обчислення рівномірно дискретизованих відліків U'_j .

Результати подальших досліджень наведено в табл. 2, де міститься порівняльна характеристика точності аналого-цифрових перетворень з адаптивною та рівномірною дискретизацією сигналів при різній розрядності кодів миттєвих значень n та часової змінної v . Для оцінки точності АЦ-перетворень наведені величини діючого значення синусоподібного сигналу \dot{U} , яке обчислювалось на основі 16 кодів миттєвих значень, та відносні похибки його визначення $\delta(\dot{U})$. При моделюванні аналого-цифрових перетворень з адаптивною дискретизацією використовувалась одна стабільна напруга u^S , яка дорівнює половині амплітуди вхідного сигналу, тобто $u^S = u_R/2$, а рівномірно дискретизовані відліки U'_j обчислювались згідно з виразом (11).

Таблиця 2

Порівняльна характеристика точності аналого-цифрового перетворення з адаптивною та рівномірною дискретизацією сигналів

		Адаптивна дискретизація								Рівномірна дискретизація							
v		7	8	9	10	7	8	9	10	7	8	9	10	7	8	9	10
T_M		127	255	511	1023	127	255	511	1023	127	255	511	1023	127	255	511	1023
n	U_M	\dot{U}'	$\delta(\dot{U}')$	\dot{U}'	$\delta(\dot{U}')$	\dot{U}'	$\delta(\dot{U}')$	\dot{U}'	$\delta(\dot{U}')$	\dot{U}	$\delta(\dot{U})$	\dot{U}	$\delta(\dot{U})$	\dot{U}	$\delta(\dot{U})$	\dot{U}	$\delta(\dot{U})$
3	7	4,81	-2,74	5,02	1,44	4,91	-0,70	4,97	0,36	4,86	-1,80	4,86	-1,80	4,86	-1,80	4,86	-1,80
4	15	10,32	-2,74	10,76	1,44	10,53	-0,70	10,64	0,36	10,79	1,71	10,79	1,71	10,79	1,71	10,79	1,71
5	31	21,32	-2,74	22,24	1,44	21,77	-0,70	22,00	0,36	22,08	0,71	22,08	0,71	22,08	0,71	22,08	0,71
6	63	43,33	-2,74	45,19	1,44	44,23	-0,70	44,71	0,36	44,58	0,07	44,58	0,07	44,58	0,07	44,58	0,07
7	127	87,34	-2,74	91,10	1,44	87,17	-0,70	90,12	0,36	89,80	-0,01	89,80	-0,01	89,80	-0,01	89,80	-0,01
8	255	175,4	-2,74	182,9	1,44	179,0	-0,70	181,0	0,36	180,4	0,06	180,4	0,06	180,4	0,06	180,4	0,06
9	511	351,4	-2,74	366,5	1,44	358,8	-0,70	362,6	0,36	361,3	-0,02	361,3	-0,02	361,3	-0,02	361,3	-0,02

На основі аналізу даних табл. 2 можна зробити висновок, що точність обчислення діючого значення \dot{U} синусоподібного сигналу при використанні аналого-цифрового перетворення з адаптивною дискретизацією залежить тільки від точності визначення кодів T^S моментів часу, в які напруга вхідного сигналу $u(t)$ дорівнює стабільній напрузі u^S . Точність часової змінної T визначається розрядністю двійкового лічильника v , що використовується в АЦ-перетворювачі з адаптивною дискретизацією сигналів. Додатково зазначимо, що точність визначення моментів часу t'_j і, відповідно, їх приростів $\Delta t'_j$, в які обчислюються рівномірно дискретизовані відліки U'_j , дуже висока, оскільки коди T'_j та $\Delta T'_j$ у виразах (10) або (11) можуть бути дійсними числами. Оскільки точність відліків U'_j не залежить від співвідношення між амплітудою вхідного сигналу та мінімальним кроком квантування q , то для зменшення похибки $\delta(\dot{U})$ не потрібно збільшувати розрядність n АЦ-перетворювача.

З табл. 2 видно, що якщо період t_p вхідного сигналу кратний кроку дискретизації Δt , тобто похибка визначення моментів t_j рівномірної дискретизації відсутня і рівність (3) виконується точно, то точність обчислення діючого значення \dot{U} синусоподібного сигналу не залежить від розрядності v кодів змінної часу T , а визначається тільки точністю кодів миттєвих значень U_j , яка залежить від їх розрядності n . При порушенні рівності (3) розрядність v змінної часу також впливає на точність визначення параметрів сигналу.

5. Висновки

Виконаний аналіз та програмне моделювання особливостей аналого-цифрового перетворення сигналів показали доцільність врахування дискретності змінної, що відповідає поточному часу, при дискретизації аналогових сигналів. Отримані результати підтверджують високу ефективність алгоритмічних методів зменшення складності апаратної реалізації пристроїв. Тобто при заданих вимогах до точності обчислення параметрів синусоподібного сигналу, що контролюється, за рахунок оптимізації алгоритму виконання аналого-цифрового перетворення шляхом використання адаптивної дискретизації сигналів можна зменшити кількість N кодів миттєвих значень та їх розрядність n і, відповідно, розрядність аналого-цифрового перетворювача, що використовується для дискретизації вхідного сигналу. Додатково значно зменшується обсяг масивів даних, що визначаються, передаються та накопичуються для обчислення необхідних параметрів синусоподібних сигналів. Тобто усувається надлишковість вимірювальної інформації, яка вводилась з метою забезпечення вимог до точності визначення контрольованих параметрів аналогових сигналів.

Очевидно, що при використанні адаптивної дискретизації сигналів під час аналого-цифрового перетворення їх миттєвих значень значно спрощується аналогова частина відповідних АЦ-перетворювачів. Внаслідок цього зростає їх швидкодія та зменшується собівартість.

Потрібно зазначити, що запропоновані алгоритми (10) та (11) тригонометричної інтерполяції відліків сигналів можуть використовуватись тільки для синусоподібних сигналів. Якщо вхідний сигнал має складну форму, містить гармонічні складові вищих порядків, то ці алгоритми непридатні для використання. В такому випадку потрібно використовувати декілька стабільних напруг u_i^S та протягом всього періоду коливань визначати моменти t_i^S рівності напруги вхідного сигналу $u(t)$ кожній стабільній напрузі u_i^S . При подальшому обчисленні рівномірно дискретизованих відліків U'_j інтерполювати значення сигналу тільки в моменти часу t'_j , що є найближчими відносно кожного t_i^S .

Подальше спрощення апаратної реалізації аналого-цифрових перетворювачів та розширення сфери використання адаптивної дискретизації сигналів полягає в дослідженні та розробці алгоритмічного і, відповідно, програмного забезпечення інформаційно-вимірювальної техніки, яке дозволяє обчислювати необхідні параметри сигналів, що контролюються, безпосередньо на основі їх нерівномірно дискретизованих відліків.

1. Обозовський С. С. *Інформаційно-вимірювальна техніка: Методологічні питання теорії вимірювань* /. – К.: ІСДО, 1993. 2. Обозовський С. С. *Вимірювальні сигнали та кола: Навчальний посібник*. – К.: ІСДО, 1993. 3. Темников Ф. Е., Афонини В. А., Дмитриев В. Н. *Теоретические основы информационной техники*. – М.: Энергия, 1979. 4. Цветков Э. И. *Процессорные измерительные средства*. – Л.: Энергоатомиздат, 1982. 5. Сташин В. В., Урусов А. В., Мологонцева О. Ф. *Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах*. – М.: Энергоатомиздат, 1990.