

*Performance Chips // IEEE, August 1991. 6. CEVA: CEVA-X1620 Datasheet. CEVA, 2005. 7. Texas Instruments: TMS320C64x Technical Overview. 2005. – www.ti.com. 8. Rixner S., Dally W., Khailany B., Mattson P., Kapasi U. Register organization for media processing. International Symposium on High Performance Computer Architecture (HPCA). – 2000. – P. 375–386. 9. Balasubramonian R., Dwarkadas S., Albonesi D. Reducing the Complexity of the Register File in Dynamic Superscalar Processor. In Proceedings of the 34th International Symposium on Microarchitecture, December 2001. 10 Balasubramonian R., Dwarkadas S., and Albonesi D. Reducing the complexity of the register file in dynamic superscalar processors. In Proceedings of the International Symposium on Microarchitecture, Dec. 2001. 11. Russell R.M. The CRAY-1 computer system. Communications of the ACM, 21(1): 63–72, Jan. 1978. 12 Ravindran R., Senger R., Marsman E., Dasika G., Guthaus M., Mahlke S. and Brown R. Increasing the Number of Effective Registers in a Low-Power Processor Using a Windowed Register File. Proc. – 2003. 13. David L. Weaver and Tom Germond. The SPARC Architecture Manual, Version 9. Sparc International and PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994. 14. Мельник А.О. Спеціалізовані системи реального часу : конспект лекцій. – Львів: Навч.видання, 1996. – 53 с. 15. Мельник А.О., Сало А.М. Методика проектування паралельного процесора на основі пам'яті з детермінованою вибіркою // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2005. – № 546. – С. 96–101. 16. Hakenes R.. A novel low-power microprocessor architecture. www.iccd-conference.org/proceedings/2000/08010141.pdf. 17. Gregory W. A Comparison of Circuits for On-Chip Programmable Crossbar Switches // 10th NASA Symposium on VLSI Design, Albuquerque, NM, March 20–21, 2002. 18. www.xilinx.com*

УДК 621.317

Р.С. Паньків

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електронних обчислювальних машин

## **ЗМЕНШЕННЯ НАДЛИШКОВОСТІ ДАНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ПОЛІГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ**

© Паньків Р.С., 2006

Досліджено можливість використання рівномірного квантування за рівнем під час аналого-цифрового перетворення полігармонічних сигналів з метою зменшення загального об'єму даних, що формуються. Розглянуто основні принципи апаратної реалізації перетворення та подальшої обробки отриманих кодів. Наведено основні числові характеристики похибки, що виникає під час використання рівномірно квантованих миттєвих значень вхідних сигналів.

Possibility of the use a uniform quantization on a level at analog-digital conversion of polyharmonic signals with the purpose of diminishing of total volume of data, which are formed is explored in the article. Basic principles of hardware representation of transformation and subsequent treatment of the got codes are considered. Main numerical descriptions of error which arises up at the use of uniformly quantized instantaneous values of input signals are resulted.

### **Вступ**

Сучасна промисловість пропонує широкий спектр різноманітних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) в інтегральному виконанні, які відрізняються принципами функціонування, технічними параметрами та сферою використання: АЦП паралельного унітарного кодування, інтегруючі

двійкового порозрядного урівноваження та ін. [1]. Поширеним є однокристальні АЦП миттєвих значень сигналів, з використанням яких можна отримати високі експлуатаційні характеристики пристрою загалом контролювати множину різноманітних сигналів та реалізувати необхідні алгоритми обробки отриманих даних. При цьому висока ефективність та універсальність використання АЦП миттєвих значень зумовлює значні вимоги до обчислювальної потужності та швидкодії мікроконтролера. А також необхідно формувати, накопичувати, обробляти, зберігати та передавати значні масиви кодів миттєвих значень сигналів.

Провідні виробники мікропроцесорних та аналогових інтегральних мікросхем пропонують мікроконтролери, що мають вбудовані внутрішньокристальні АЦП. Це дає змогу зменшити розміри та енергоспоживання інформаційно-вимірювального пристрою. Але об'єм даних, що формуються, залишається великим, притому що внутрішньокристальні АЦП, як правило, реалізують алгоритм послідовних наближень, що зумовлює значний час аналого-цифрового перетворення [2, 3]. Значна кількість сучасних мікроконтролерів містить аналогові компаратори, які дають змогу безпосередньо контролювати часові параметри аналогових сигналів (частота, період повторення) або програмно реалізувати аналого-цифрове перетворення вхідного сигналу методом послідовних наближень. Очевидно, що час аналого-цифрового перетворення при цьому буде значним [3].

Висока швидкодія сучасних мікроконтролерів дає можливість використовувати їх не тільки для автоматизації функціонування аналогових вузлів та обробки результатів вимірювань, а безпосередньо для реалізації частини вимірювальних процедур у числовій формі [4].

### Огляд літературних джерел

У роботах [1, 6, 8] розкрито основні алгоритмічні та структурні принципи побудови аналого-цифрових перетворювачів. Праці [2, 3] містять довідниковий матеріал щодо характеристик та особливостей використання однокристальних мікроконтролерів. Теоретичні та методологічні основи інформаційно-вимірювальної техніки розглянуто в [4, 5, 7]. Результати дослідження особливостей використання рівномірного квантування під час аналого-цифрового перетворення сигналів наведено в [9, 10].

### Постановка задачі

Метою проведених досліджень є пошук нового способу зменшення надлишковості масивів даних, що формуються під час аналого-цифрового перетворення аналогових сигналів за рахунок оптимального розподілення складності між аналоговою та обчислювальною частинами інформаційно-вимірювальних пристроїв.

### Основні результати досліджень

Аналого-цифрове перетворення потребує обов'язкового виконання двох операцій – дискретизації в часі та квантування за рівнем, внаслідок яких в задані моменти часу визначаються коди миттєвих значень (відліки) вихідних сигналів [4, 5]. Під час побудови АЦП миттєвих значень сигналу використовують два основні принципи – порозрядне порівняння вхідного сигналу одночасно із всіма граничними напругами або порозрядне урівноваження вхідної напруги напругою міри, значення розрядів якої (граничні рівні напруги) встановлюються послідовно в часі [1, 6].

Використання АЦП миттєвих значень сигналу потребує використання рівномірної дискретизації, згідно з якою під час виконання аналого-цифрового перетворення миттєве значення напруги періодичного вхідного сигналу  $u(t_j)$  через однакові проміжки часу  $\Delta t$  прирівнюється до напруги найближчого граничного рівня  $u_{Rj}$ . Отримані дискретизовані квантовані коди відліків сигналу  $N_j$  кодуються, як правило, бінарним прямим кодом:

$$N_j = \left[ \frac{u(t_j)}{u_{Rm}} N_m \right], \quad (1)$$

де  $j$  – порядковий номер коду миттєвого значення сигналу,  $j = 1 \dots K$ , де  $K$  – загальна кількість миттєвих значень аналогового сигналу  $u(t)$ , що визначаються протягом періоду коливань  $T$ , причому  $K = T/\Delta t$ ;  $u(t_j)$  – миттєве значення сигналу в заданий момент часу  $t_j$ ;  $u_{Rm}$  – опорна напруга, на основі якої формуються граничні напруги  $u_{Rj}$  і яка визначає максимальну амплітуду сигналу, що контролюється;  $N_m$  – максимальний код (величина опорної напруги  $u_R$ ), що може бути виданий з входів даних АЦП, причому  $N_m = 2^n - 1$ , де  $n$  – кількість двійкових розрядів;  $[ \bullet ]$  – оператор заокруглення, тобто  $[ R ]$  – цілочислове значення дійсного числа  $R$ . Як правило, дозволені рівні напруги  $u_{Rj}$  розташовані рівномірно, при цьому крок квантування  $\Delta u_R$  – постійний та становить:

$$\Delta u_R = \frac{u_R}{N_m}. \quad (2)$$

Визначена в заданий момент часу  $t_j$  величина миттєвого значення  $u_j$  сигналу дорівнює:

$$u_j = N_j \cdot \Delta u. \quad (3)$$

Величина кроку квантування  $\Delta u_R$  згідно з (2) може бути дійсним числом і, відповідно, коди відліків  $u_j$  задаються в форматі з плаваючою комою. Часто з метою спрощення подальшої обробки сформованого масиву відліків  $\{ u_j \}$  як величину миттєвих значень  $u_j$  контрольованого сигналу приймають відповідні цілочислові коди  $N_j$ , що формуються на виходах АЦП, а масштабування обчислених параметрів за виразом (3) виконують тільки під час індикації результатів вимірювань, тобто приймають:

$$u_j = N_j. \quad (4)$$

Оскільки згідно з (1) під час формування цілочислових кодів  $N_j$  виконують нелінійну операцію заокруглення, то в заданий момент часу  $t_j$  визначена величина миттєвого значення вхідного сигналу  $u_j$  тільки приблизно дорівнює найближчій граничній напрузі  $u_{Rj}$  і, відповідно, істинному значенню напруги вхідного сигналу  $u(t_j)$ :

$$u_j \approx u_{Rj} \approx u(t_j). \quad (5)$$

Внаслідок цього виникає певна невизначеність значень пари  $(t_j, u_j)$  – якщо точно відомий час ініціалізації аналого-цифрового перетворення  $t_j$ , то з похибкою  $\varepsilon(u_j)$  визначається миттєве значення сигналу  $u_j$  ( $u_j \approx u_{Rj} = u(t_j)$ ). Аналогічно, якщо прийняти, що визначено точне значення відліку сигналу  $u_j$  ( $u_j = u_{Rj} \approx u(t_j)$ ), то відповідний момент часу  $t_j$  визначений з похибкою  $\varepsilon(t_j)$ , величина якої прямо пропорційна кроку квантування  $\Delta u_R$  і зворотно пропорційна швидкості зміни вхідного сигналу [7].

Величина похибки  $\varepsilon(u_j)$  є випадковою і не перевищує половини кроку квантування  $\Delta u_R$  [4, 5] та без врахування похибки перемикання аналогового компаратора  $\Delta u_j$  дорівнює:

$$\varepsilon(u_j) = u_j - u(t_j) \leq \frac{\Delta u_R}{2}. \quad (6)$$

Для збільшення точності вимірювання параметрів контрольованого сигналу, тобто кращого виконання рівності у виразі (5) потрібно точніше визначати цифрові коди його миттєвих значень  $u_j$  у відповідні моменти часу  $t_j$ . При цьому, для зменшення похибки  $\varepsilon(u_j)$  збільшують розрядність відліків сигналу  $n$ , тобто зменшують крок квантування  $\Delta u_R$ . А також, із використанням рівномірної дискретизації, якщо період коливань  $T$  сигналу змінний і заздалегідь не відомий, його величину визначають за виразом:

$$T = K \cdot \Delta t, \quad (7)$$

а похибка його обчислення  $\varepsilon(T)$  сягає половини кроку дискретизації  $\Delta t$ :

$$\varepsilon(T) \leq \frac{\Delta t}{2}. \quad (8)$$

Для зменшення похибки визначення часових параметрів  $\varepsilon(T)$  та  $\varepsilon(t_j)$ , а також з метою збільшення точності контролю форми вхідного сигналу збільшують кількість відліків  $K$ , тобто зменшують крок дискретизації  $\Delta t$ .

У науково-технічній літературі наведено рекомендації щодо вибору розрядності  $n$  кодів миттєвих значень та їхньої кількості  $K$  за період повторення сигналу з метою забезпечення необхідної точності обчислення параметрів аналогових сигналів. Збільшення параметрів  $n$  та  $K$  – це простий та універсальний спосіб зменшення похибок визначення параметрів контрольованих сигналів, але при цьому зростає надмірність масивів даних, що визначаються [1, 4, 5]. Потрібно зазначити, що додатково необхідно збільшувати розрядність та швидкодію аналого-цифрового перетворювача і ємність запам'ятовувального пристрою. Ці параметри є взаємно протилежними і їхнє одночасне покращення вимагає використання дорогих прецизійних та точних аналогових вузлів. Зменшити об'єм відліків контрольованого сигналу можна, використовуючи слідуючі АЦП, які формують коди різниці між попереднім кодом миттєвого значення  $N_{j-1}$  і наступним  $N_j$ .

Сьогодні розроблено потужний математичний апарат та, відповідно, алгоритми і програмне забезпечення пристроїв цифрової обробки сигналів, які у випадку обчислення заданих параметрів контрольованих сигналів розраховані на використання їх рівномірно дискретизованих відліків. А також широке використання рівномірної дискретизації зумовлене загальноприйнятою спадковою архітектурою перших цифрових вимірювальних пристроїв, що контролювали аналогові сигнали, яка була спрощеною внаслідок використання повільної і, відповідно, малопотужної елементної бази як аналогових, так і цифрових вузлів. Сучасні високопродуктивні аналого-цифрові перетворювачі в інтегральному виконанні переважно ґрунтуються на традиційних принципах побудови і розраховані на використання рівномірної дискретизації сигналів.

### Особливості рівномірного квантування полігармонічних сигналів

Рівномірне квантування можна розглядати як різновид нерівномірної адаптивної дискретизації, за якої різниця між двома суміжними відліками сигналу є постійною величиною:

$$\Delta u_j = u_{j+1} - u_j = \Delta u_R = \Delta u. \quad (9)$$

При цьому крок дискретизації  $\Delta t_j$  є змінним протягом періоду коливань сигналу і визначається залежно від швидкості зміни вхідної напруги [7]:

$$\Delta t_j = \frac{\Delta u}{u'(t_j)}, \quad (10)$$

де  $u'(t_j)$  – перша похідна вхідного сигналу  $u(t_j)$ .

У разі використання нерівномірної дискретизації і рівномірного квантування зокрема, крім миттєвих значень контрольованого сигналу  $u_j$  додатково потрібно вказувати значення моментів часу  $t_j$ , в які, відповідно до (5), спостерігається рівність миттєвого значення напруги вхідного сигналу  $u(t_j)$  і однієї з напруг граничних рівнів  $u_{Rj}$ . З врахуванням (3) для суміжних рівномірно квантованих миттєвих значень сигналу  $N_j^{PK}$  можна записати:

$$\left| N_{j+1}^{PK} - N_j^{PK} \right| = 1, \quad (11)$$

тобто суміжні коди відліків  $N_j^{PK}$  між собою відрізняються на 1. При цьому, в результаті аналого-цифрового перетворення можна формувати тільки дворозрядний код їхньої різниці, що містить знак  $Z_n$ , який вказує напрямок зміни сигналу, і величину приросту  $\Delta N$  (0 або 1).

Така властивість рівномірного квантування дає змогу значно зменшити об'єм масивів кодів миттєвих значень сигналів і зумовила його переважне використання для цифро-аналогового перетворення сигналів, що генеруються на основі їх кодів миттєвих значень за допомогою реверсивного лічильника. З метою подальшого зменшення об'єму даних, що обчислюються перед виконанням цифро-аналогового перетворення вихідних сигналів, можна зменшити розрядність змінної, що відповідає поточному часу  $t_j$ , шляхом розрахунку приростів часу  $\Delta t_j$ . При цьому додатково зменшується розрядність програмованого таймера, який формує змінні часові інтервали. Описані принципи використання рівномірного квантування відомі і використані, наприклад, в [8].

У разі використання рівномірного квантування похибка  $\varepsilon(u_j^{PK})$  визначення величини миттєвого значення контрольованого сигналу  $u_j^{PK}$  є значно меншою, ніж під час застосування рівно-

мірної дискретизації і визначається точністю відповідного аналогового компаратора, який визначає рівність вхідної напруги  $u(t_j)$  та однієї з граничних напруг  $u_{Rj}$ :

$$\varepsilon(u_j^{PK}) = u_j^{PK} - u_{Rj} = \Delta u_j^{\bar{}}, \quad (12)$$

де  $\Delta u_j^{\bar{}}$  – похибка перемикачів аналогового компаратора, очевидно, що  $\Delta u_j^{\bar{}} \ll \Delta u_R$ .

Похибка визначення часових параметрів  $\varepsilon(t_j^{PK})$  (моментів дискретизації  $t_j$  та довжини періоду  $T$ ) також є меншою, ніж у разі використання рівномірної дискретизації і визначається розрядністю лічильника, що формує прирости змінної часу:

$$\varepsilon(t_j^{PK}) = \tau, \quad (13)$$

де  $\tau$  – період повторення тактових імпульсів лічильника/формувача часових інтервалів, очевидно, що  $\tau \ll \Delta t$ .

Внаслідок сучасних досягнень технології виготовлення інтегральних мікросхем, похибки  $\varepsilon(t_j^{PK})$  та  $\varepsilon(u_j^{PK})$  визначення миттєвих значень вхідного сигналу ( $t_j^{PK}$ ,  $u_j^{PK}$ ) можуть бути зведені до заданого мінімального рівня або практично до 0 і можна прийняти, що:

$$u_j^{PK} = u_{Rj}. \quad (14)$$

Існуючі алгоритми цифрової обробки сигналів, наприклад, обчислення діючого значення напруги вхідного сигналу  $\dot{U}$ , призначені для обробки рівномірно дискретизованих відліків сигналу  $u_j$ :

$$\dot{U} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \approx \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{j=1}^K u_j^2}. \quad (15)$$

Практичне використання рівномірного квантування при реалізації аналого-цифрового перетворення миттєвих значень вхідних сигналів сьогодні обмежене і рідко застосовується, оскільки відсутній математичний апарат для обробки приростів відліків сигналу ( $\Delta t_j^{PK}$ ,  $u_{Rj}$ ). Отримані числові коди  $N_j^{PK}$  рівномірно квантованих миттєвих значень сигналу можуть зберігатися, передаватися та використовуватись тільки для відтворення форми початкового сигналу за допомогою відповідного цифро-аналогового перетворювача з нерівномірною дискретизацією.

Розроблення нових методів обчислення параметрів сигналів на основі кодів їх рівномірно квантованих миттєвих значень, які мають меншу похибку свого формування, є важливою і дуже складною задачею, яка не завжди може бути практично розв'язана. В такому випадку необхідним є розроблення методів апроксимації масиву рівномірно квантованих даних ( $t_j^{PK}$ ,  $u_{Rj}$ ) в проміжний масив рівномірно дискретизованих даних ( $i \cdot \Delta t$ ,  $u_i^{PD}$ ), які придатні для подальшої обробки відомими алгоритмами цифрової обробки сигналів.

Найпростішим є використання лінійної інтерполяції, за якої на суміжних інтервалах часу  $[t_j^{PK}, t_{j+1}^{PK}]$  коди рівномірно дискретизованих миттєвих значень  $u_i^{PD}$  обчислюються за виразом:

$$u_i^{PD} = u_{Rj} + \Delta t_i \cdot u'_j, \quad (16)$$

де  $u_i^{PD}$  – поточний код з послідовності розрахованих рівномірно дискретизованих миттєвих значень контрольованого сигналу, причому  $i = 1 \dots Z$ ,  $Z$  – загальна кількість розрахованих рівномірно дискретизованих відліків сигналу;  $\Delta t_i$  – крок інтерполяції, який становить  $\Delta t_i = t_i - t_j^{PK}$ , де  $t_i$  – поточний розрахунковий момент рівномірної дискретизації;  $u'_j$  – перша похідна контрольованого сигналу на  $j$ -му інтервалі часу рівномірного квантування  $[t_j^{PK}, t_{j+1}^{PK}]$ , яку в цьому випадку можна визначити так:

$$u'_j \approx \frac{u_{Rj+1} - u_{Rj}}{t_{j+1}^{PK} - t_j^{PK}} = \frac{\Delta u_R}{\Delta t_j^{PK}}, \quad (17)$$

де  $\Delta t_j^{PK}$  – величина  $j$ -го інтервалу рівномірного квантування.

Лінійна інтерполяція згідно з алгоритмом (16) відрізняється невисокою обчислювальною складністю та простотою реалізації, але якщо тривалість інтервалу квантування  $[t_j^{PK}, t_{j+1}^{PK}]$  є значною, то внаслідок приблизного визначення похідної  $u'_j$  контрольованого сигналу за допомогою

виразу (17), збільшується похибка розрахунку рівномірно дискретизованих миттєвих значень  $u_i^{PD}$ ; і, відповідно, форми та параметрів відтвореного сигналу. В роботах [9, 10] наведено алгоритм тригонометричної апроксимації синусоподібного сигналу  $u(t)$ :

$$u(t) = U_A \sin \omega t, \quad (18)$$

де  $U_A$  – амплітуда синусоподібного сигналу,  $\omega$  – кругова частота,  $\omega = 2\pi/T$ , який дає змогу на основі тільки двох довільних пар відліків  $(t_x^{PK}, u_x^{PK})$  і  $(t_y^{PK}, u_y^{PK})$  обчислити необхідну кількість рівномірно дискретизованих миттєвих значень  $u_i^{PD}$ , придатних для подальшої обробки, наприклад, згідно з алгоритмом (15):

$$u_i^{PD} = u_{Rx} \frac{\sin \omega(t_y^{PK} - t_i)}{\sin \omega(t_y^{PK} - t_x^{PK})} - u_{Ry} \frac{\sin \omega(t_x^{PK} - t_i)}{\sin \omega(t_y^{PK} - t_x^{PK})}, \quad (19)$$

причому рівні граничної напруги  $u_{Rx}$  та  $u_{Ry}$  не обов'язково повинні бути розташовані рівномірно, також вони можуть бути однаковими,  $u_{Rx} = u_{Ry} = u_R$ .

Похибка розрахунку рівномірно дискретизованих миттєвих значень  $\varepsilon(u_i^{PD})$  визначається похибкою перемикання аналогового компаратора  $\Delta u_j^-$ , розрядністю виконання операцій з плаваючою комою в виразі (19) і точністю вимірювання величин граничних напруг  $u_{Rx}$  та  $u_{Ry}$  під час калібрування пристрою. Практично можна прийняти, що:

$$\varepsilon(u_j^{PD}) \approx \Delta u_j^-, \quad (20)$$

У статті наведено результати подальших досліджень використання тригонометричної апроксимації рівномірно квантованих відліків  $(t_j^{PK}, u_{Rj})$  полігармонічного сигналу:

$$u(t) = \sum_{h=1}^N U_h \sin h\omega t, \quad (21)$$

де  $U_h$  – амплітуда  $h$ -ї гармоніки,  $h = 1 \dots N$ , причому  $N$  – кількість гармонік.

Моделювання процесів дискретизації в часі та квантування за рівнем під час виконання аналого-цифрового перетворення з рівномірним квантуванням сигналів показали, що із застосуванням тригонометричної апроксимації (19) формуються відліки синусоподібного сигналу виду (18), період повторення якого дорівнює періоду початкового сигналу  $T$  (тобто, періоду першої гармоніки), а амплітуда та початкова фаза якого зумовлюють його проходження через відповідні вузлові точки  $(t_x^{PK}, u_{Rx})$  та  $(t_y^{PK}, u_{Ry})$ , на основі яких формується рівномірно дискретизований сигнал  $u^{PD}(t)$ .

На рис. 1 наведено приклад використання тригонометричної апроксимації (19) рівномірно квантованих миттєвих значень сигналу  $u(t) = 60 \cdot \sin \omega t + 40 \cdot \sin 2\omega t$ , що містить 40% другої гармоніки, причому рівні квантування розташовано рівномірно, з кроком 25. Наведений рисунок містить початковий полігармонічний сигнал  $u(t)$  та декілька можливих синусоїдальних сигналів  $u^{PD}(t)$ , що побудовані на основі рівномірно дискретизованих кодів миттєвих значень  $u_j^{PD}$ , обчислених за допомогою виразу (19) на основі різних пар  $(t_x^{PK}, u_{Rx})$  та  $(t_y^{PK}, u_{Ry})$  рівномірно квантованих миттєвих значень початкового сигналу. Очевидно, що відновлений в результаті тригонометричної апроксимації синусоподібний сигнал  $u^{PD}(t)$  матиме іншу форму та основні параметри, ніж початковий сигнал  $u(t)$ .

Додаткові дослідження показали, що із застосуванням тригонометричної апроксимації згідно з виразом (19) доцільно використовувати тільки суміжні вузлові точки  $(t_j^{PK}, u_{Rj})$  та  $(t_{j+1}^{PK}, u_{Rj+1})$  і апроксимацію (інтерполяцію) виконувати тільки в межах інтервалу квантування  $[t_j^{PK}, t_{j+1}^{PK}]$ . Результати виконаних досліджень наведено в табл. 1 та на рис. 2.

В табл. 1 містяться статистичні показники – математичне сподівання  $M(u_i)$ , дисперсія  $D(u_i)$  та середнє квадратичне відхилення  $\sigma(u_i)$  абсолютної похибки  $\varepsilon(u_i)$  обчислення 50 рівномірно дискретизованих відліків  $u_i^{PD}$  полігармонічних сигналів виду  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin h\omega t$ , який містить 30 % вищої гармоніки, де  $h$  – номер гармоніки, причому крок квантування рівномірний і дорівнює 25.

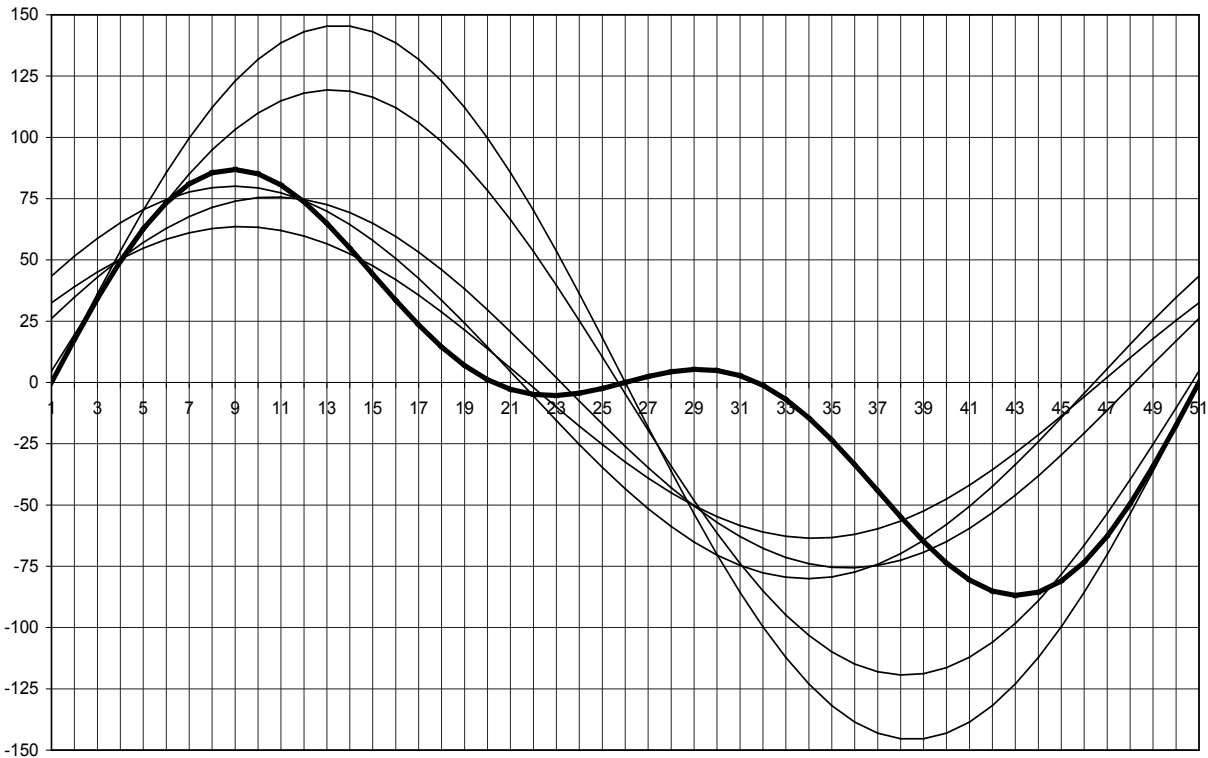


Рис. 1. Тригонометрична апроксимація кодів миттєвих значень полігармонічного сигналу

Для порівняння ефективності тригонометричної інтерполяції згідно з (19) у табл. 1 додатково наведено аналогічні дані для миттєвих значень  $u_i^{PD}$ , що рівномірно дискретизовані за допомогою лінійної інтерполяції згідно з (16) і (17), а також для відліків  $u_i$ , що обчислені шляхом традиційної рівномірної дискретизації відповідно до (1) і (3). Під час моделювання операцій дискретизації та квантування коди відліків полігармонічних сигналів та значення відповідних моментів часу формувались з точністю до 8 розрядів.

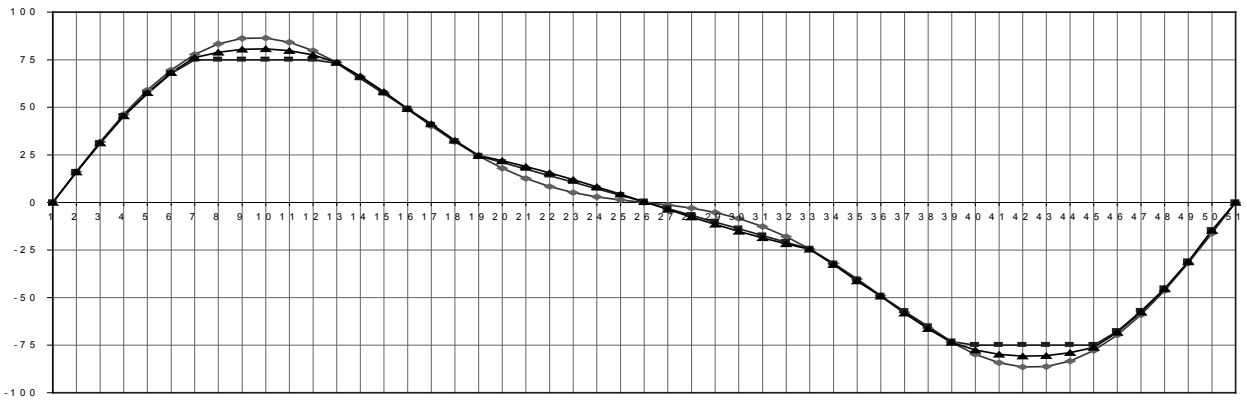
Таблиця 1

**Статистичні показники похибки миттєвих значень полігармонічних сигналів**

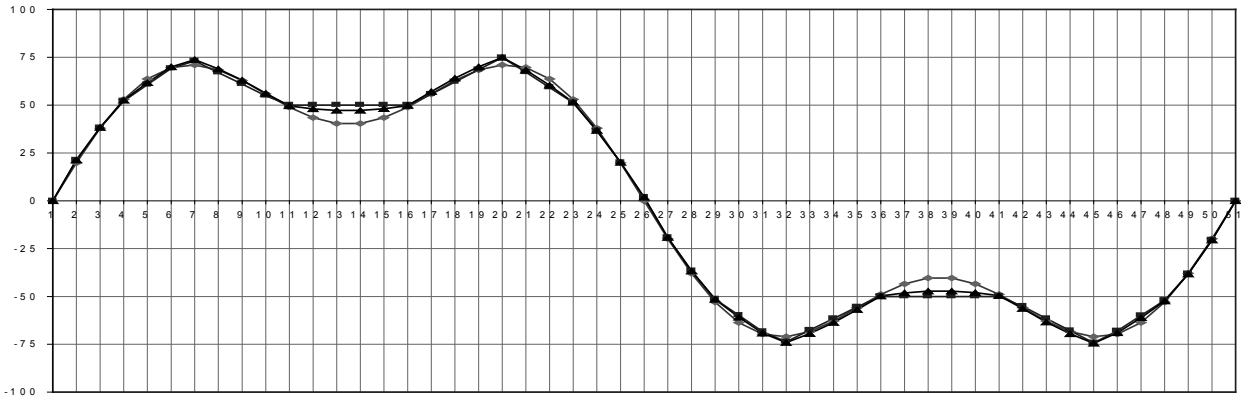
h	Тригонометрична інтерполяція			Лінійна інтерполяція			Рівномірна дискретизація		
	M(u <sub>i</sub> )	D(u <sub>i</sub> )	σ(u <sub>i</sub> )	M(u <sub>i</sub> )	D(u <sub>i</sub> )	σ(u <sub>i</sub> )	M(u <sub>i</sub> )	D(u <sub>i</sub> )	σ(u <sub>i</sub> )
2	2,559	5,379	3,319	3,301	11,864	3,444	0,226	0,020	0,141
3	1,941	3,691	1,921	2,496	7,362	2,713	0,204	0,022	0,147
4	2,865	7,671	2,769	3,080	8,889	2,981	0,207	0,017	0,129
5	2,637	3,530	1,879	2,626	3,695	1,922	0,312	0,016	0,127

Як видно з табл. 1, із використанням тригонометричної інтерполяції (19) похибка обчислення рівномірно дискретизованих миттєвих значень полігармонічного сигналу приблизно вдвічі менша, ніж із застосуванням лінійної інтерполяції (16).

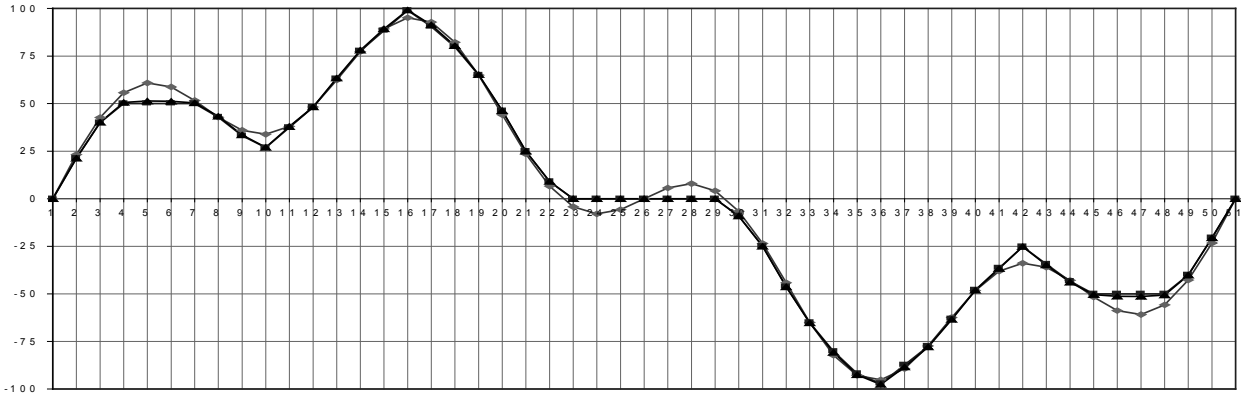
На рис. 2 показано графіки сигналів, отримані на основі миттєвих значень, обчислених за рівномірної дискретизації ("1") та побудовані на основі відновлених відліків із застосуванням лінійної ("2") та і тригонометричної інтерполяції ("3") рівномірно квантованих миттєвих значень полігармонічних сигналів. При цьому на графіках 2а досліджується сигнал  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin 2\omega t$ , 2б –  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin 3\omega t$ , 2в –  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin 4\omega t$ , 2г –  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin 4\omega t$ .



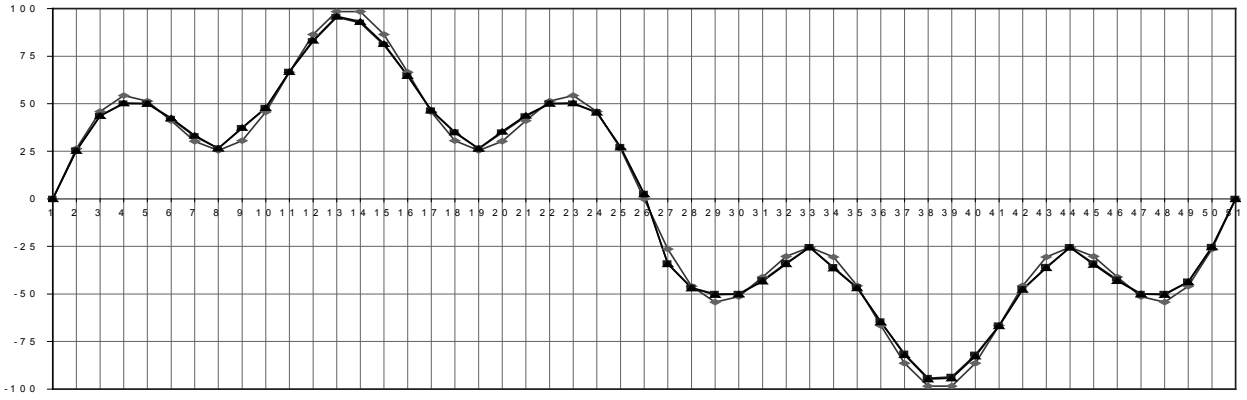
а



б



в



г

Рис. 2. Дослідження похибок формування полігармонічних сигналів, що містять 30 %: а – другої гармоніки; б – третьої гармоніки; в – четвертої гармоніки; г – п'ятої гармоніки



У табл. 2 наведено результати дослідження особливостей обробки миттєвих значень розглянутих вище полігармонічних сигналів, що містять 30 % вищої гармоніки, на прикладі обчислення за виразом (15) діючого значення їхніх напруг  $\dot{U}$ . Точне діюче значення напруги сигналів вигляду  $u(t) = 70 \cdot \sin \omega t + 30 \cdot \sin h\omega t$  дорівнює 53,85. У таблиці наведено розраховані діючі значення напруг  $\dot{U}$  тестових сигналів, які наведені на рис. 2, похибка їхнього визначення  $\varepsilon(\dot{U})$ , кількість  $J$  пар значень  $(t_j, u_j)$ , що формуються за період  $T$  із використанням рівномірного квантування, а також загальний  $Q$  та мінімальний  $Q_{\min}$  об'єми даних в бітах, що формуються за рівномірної дискретизації та рівномірного квантування сигналів. Діючі значення напруг  $\dot{U}$  вхідних сигналів обчислювались на основі 50 їхніх миттєвих значень, відповідно, за рівномірної дискретизації згідно з (1), (3) формувались 50 відліків ( $K = 50$ ). Аналогічно, на основі рівномірно квантованих миттєвих значень  $u_j^{\text{PK}}$  за допомогою лінійної (16), (17) та тригонометричної (19) інтерполяції розраховувались також 50 рівномірно дискретизованих відліків  $u_j^{\text{PD}}$ .

Таблиця 2

**Дослідження способів обробки відліків полігармонічних сигналів**

h	U	$\varepsilon(U)$	Рівномірна дискретизація				Лін. інт-ція		Триг. інт-ція		Рівномірне квантування			
			K	$n_{\min}^u$	$Q^{\text{PD}}$	$Q_{\min}^{\text{PD}}$	U	$\varepsilon(U)$	U	$\varepsilon(U)$	J	$n_{\min}^t$	$Q^{\text{PK}}$	$Q_{\min}^{\text{PK}}$
2	53,81	-0,04	50	5	400	250	50,80	-3,05	52,52	-1,34	14	6	112	112
3	53,87	0,02	50	6	400	300	54,49	0,65	54,86	1,01	18	5	144	126
4	53,84	-0,02	50	6	400	300	52,34	-1,52	52,76	-1,09	24	5	192	168
5	53,73	-0,13	50	6	400	300	52,75	-1,10	52,75	-0,79	28	4	224	168

При моделюванні значення моментів дискретизації  $t_j$  та відліки  $u_j$  формувались з точністю до 8 розрядів ( $n = 8$ ). У такому випадку загальний обсяг даних  $Q^{\text{PD}}$ , що формувався за рівномірної дискретизації тестових сигналів, становив:

$$Q^{\text{PD}} = K \cdot n, \tag{22}$$

а мінімальний обсяг даних  $Q_{\min}^{\text{PD}}$ , що може формуватись за рівномірної дискретизації, визначався необхідністю кодування величини приростів миттєвих значень  $\Delta u_j$ , які містять один знаковий  $Zn$  і декілька значущих розрядів  $\Delta(N_L \dots N_0)$ :

$$Q_{\min}^{\text{PD}} = K \cdot n^u, \tag{23}$$

Відповідно, загальний об'єм даних  $Q^{\text{PK}}$ , що формувався при рівномірному квантуванні тестових сигналів, становив:

$$Q^{\text{PK}} = J \cdot n, \tag{24}$$

а мінімальний об'єм даних  $Q_{\min}^{\text{PK}}$ , що може формуватись при рівномірному квантуванні, визначався необхідністю кодування величини приростів моментів часу  $\Delta t_j$ , а також приростів миттєвих значень сигналу  $\Delta u_j$ , що потребує два розряди (знак  $Zn$  і значення  $\Delta N_0$ ):

$$Q_{\min}^{\text{PK}} = J \cdot (2 + n_{\min}^t). \tag{25}$$

На основі даних з табл. 2 з'ясовано факт надмірності масивів даних, що формуються під час аналого-цифрового перетворення з використанням рівномірної дискретизації миттєвих значень сигналів. Причому за допомогою формування різниці кодів відліків  $\Delta u_j$  об'єм даних зменшується недостатньо. Тільки із використанням рівномірного квантування дискретизацією контрольованих сигналів можна приблизно вдвічі зменшити загальний обсяг даних, що формуються. Подальше зменшення масиву даних можливе у разі кодування тільки різниці величин відліків сигналів  $\Delta u_j^{\text{PK}}$  та відповідних моментів часу  $\Delta t_j^{\text{PK}}$ .

Додатково, з табл. 2 та рис. 2 видно, що тригонометрична інтерполяція рівномірно квантованих пар значень  $(t_j^{\text{PK}}, u_j^{\text{PK}})$  сигналів порівняно з лінійною інтерполяцією забезпечує розрахунок більш точних рівномірно дискретизованих миттєвих значень  $u_j^{\text{PD}}$  сигналу, що дає змогу підвищити подальшу обробку отриманих даних, наприклад, обчислення діючого значення напруги вхідного сигналу.

Відносна похибка  $\delta(\dot{U})$  визначення діючого значення напруги вхідного сигналу із використанням рівномірного квантування приблизно дорівнює 2 %. Необхідно зазначити, що отримане в результаті моделювання дуже незначне (менше за 0,5 %) значення відносної похибки  $\delta(\dot{U})$  визначення діючого значення напруги вхідного сигналу у разі використання рівномірної дискретизації зумовлене точним відтворенням моментів дискретизації та довжини періоду коливань тестового сигналу. За розрядності кодів миттєвих значень, що дорівнює 8 та кількості відліків, що формуються за період, що дорівнює 50, відносна похибка  $\delta(\dot{U})$  визначення діючого значення напруги сигналу приблизно становить 1 %.

### Висновки

Дослідженнями особливостей операцій дискретизації в часі та квантування за рівнем під час виконання аналого-цифрового перетворення миттєвих значень полігармонічних сигналів доведено практичну можливість зменшення надлишковості масивів даних, що формуються шляхом використання рівномірного квантування під час дискретизації сигналів. При цьому отримані рівномірно квантовані значення ( $t_j^{PK}$ ,  $u_{Rj}$ ) придатні для подальшої обробки з метою достатньо точного визначення основних параметрів контрольованих сигналів. Отже, за рахунок вдосконалення алгоритму виконання аналого-цифрового перетворення можна зменшити кількість даних, що формуються, передаються та накопичуються і, відповідно, ємність запам'ятовувального пристрою, що використовується в складі інформаційно-вимірювального пристрою.

Запропонований спосіб зменшення надлишковості даних під час дискретизації полігармонічних сигналів можна застосувати, наприклад, для обробки аудіосигналів або в спеціалізованих мікропроцесорних контрольно-вимірювальних пристроях і контролерах промислового обладнання. Практичне використання рівномірного квантування потребує відповідних аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів

1. Гельман М.М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов. – М.: Мир, 1999. 2. Бродин В.Б., Калинин А.В. Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логики. – М.: Изд-во ЭКОМ, 2002. 3. Фрунзе А.В. Микроконтроллеры фирмы “Филипс” семейства x51. Т. 1. – М.: ООО “ИД СКИМЕН”, 2004. 4. Цветков Э.М. Процессорные измерительные средства. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. 5. Обозовський С.С. Інформаційно-вимірювальна техніка / Методологічні питання теорії вимірювань. – К.: ІСДО, 1993. 6. Бабич М.П., Жуков І.А. Комп'ютерна схемотехніка: Навч. посібник. – К.: МК-Прес, 2004. 7. Обозовський С.С. Вимірювальні сигнали та кола: Навч. посібник. – К.: ІСДО, 1993. 8. А. с. 1614102 СССР. Цифровой генератор гармонических сигналов / В.М. Ванько, О.М. Доронина, Г.Н. Лавров. – Оуб. в Б. И., 1990. – № 12. 9. Pankiv R. 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. 10. Паньків Р.С. Основні принципи використання рівномірного квантування при цифро-аналоговому та аналого-цифровому перетворенні сигналів // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2005. – № 546.