

Для отриманого з умови заданої частотної похибки діапазону значень параметра згладжування  $p=2,8\div 12,5$  і з аналізу залежностей на рис.2 можемо зробити такі висновки:

- якщо  $\Delta_m/|N-N^*|=(0,025\dots 0,07)$ , зі збільшенням параметра згладжування тривалість перехідного процесу (кількість циклів) зростає;

- якщо  $\Delta_m\approx 0,08/|N-N^*|$ , тривалість перехідного процесу практично не залежить від параметра згладжування;

- якщо  $\Delta_m/|N-N^*|=(0,09\dots 0,15)$ , із збільшенням параметра згладжування тривалість перехідного процесу (кількість циклів) зменшується.

Отже, вибір значення параметра згладжування залежить від багатьох чинників: амплітуди викидів, допустимих максимальної похибки та похибки встановлення, необхідної швидкодії, а також ширини спектра вхідного сигналу та допустимої амплітудної похибки згладжування корисного сигналу.

При заданих малих відносних похибках встановлення ( $\Delta_m/|N-N^*|$ ) для забезпечення максимальної швидкодії необхідно вибирати  $p\approx 3$ , а при заданих великих відносних похибках –  $p\approx 6$ . Якщо рівень викидів апріорно невідомий, то як оптимальне значення параметра згладжування доцільно вибрати в межах середнього з мінімального та максимального, тобто  $p_{оп} \cong 4\div 5$ . Тривалість перехідного процесу тоді буде коливатись від 12 до 2 циклів при відносних похибках встановлення від 2,5% до 15%.

Порівнюючи отримані значення з тривалістю звичайного усереднення, встановлюємо, що для однакових заданих похибок швидкість опрацювання вхідних даних зростає у  $40/12\div 7/2\approx 3,4$  разів, що доводить ефективність запропонованої методики опрацювання частотних сигналів.

1. Витер А.С., Галамай Т.Г., Дудыкевич В.Б., Скобылко А.Я., Стрилецкий З.М. Цифровой специализированный частотомер для измерения инфранизких частот // Контрольно-измерительная техника. 1979. Вып.26. С. 36-42. 2. Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И., Фуфаев Н.А. Введение в теорию нелинейных колебаний. М.: Наука, 1976. 384 с. 3. Шрюфер Е. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизованных сигналов. К., 1992.

УДК 621.373.52

## ДЖЕРЕЛО КВАДРАТУРНИХ СИНУСОЇДНИХ СИГНАЛІВ НА ЦИФРОВІЙ ЕЛЕМЕНТНІЙ БАЗІ

© Наконечний М.В., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматика і телемеханіка”

Розглянуто функціональну схему і проаналізовано роботу джерела квадратурних синусоїдних сигналів на цифровій елементній базі.

**It is regarded the functional sheme and it carried out the analysis work source of the quadrature sinusoid ideal signals on the digital elemental base.**

Створення нових обчислювальних пристроїв, які забезпечують можливість виконання складних математичних перетворень на базі елементів середнього і великого ступеня інтеграції, зробило технічно можливою і економічно обґрунтованою цифрову реалізацію ряду пристроїв і систем, які традиційно належать до аналогових.

Джерела квадратурних синусоїдних сигналів на цифровій елементній базі (ДКССЦ) можуть бути реалізовані на елементах цифрової схемотехніки, серед яких найбільш поширеними є цифрові помножуючі і підсумовуючі пристрої, цифрові фільтри, цифрові запам'ятовуючі пристрої

Використання елементів цифрової техніки автоматично не збільшує розміри і вартість цифрового джерела сигналів, а навпаки, побудова такого пристрою на базі великих інтегральних схем забезпечує значне зменшення його розмірів і тим самим дозволяє істотно скоротити затрати на виготовлення такого пристрою. Незважаючи на те, що ряду проблем аналогової техніки, які пов'язані з нелінійністю і насиченням елементів, а також з можливістю виникнення нестійких режимів їх роботи в джерелах квадратурних синусоїдних сигналів на цифровій елементній базі можна уникнути, при реалізації таких пристроїв виникають нові негативні ефекти, серед яких найістотнішими є: шуми квантування, похибки округлення і переповнення.

Розглянемо одну із можливих реалізацій джерела квадратурних синусоїдних сигналів на цифровій елементній базі. Функціональна схема ДКССЦ наведена на рис.1. На схемі позначено: АЦП – аналого-цифровий перетворювач «період-код»; ГОЧ – генератор опорної частоти; КПЧ – керований подільник частоти; ГФП<sub>1</sub>, ГФП<sub>2</sub> – гібридні функціональні перетворювачі;  $T_c$ ,  $T$  – періоди коливань вхідного і вихідного сигналів;  $f_0$  – частота опорного сигналу;  $N$  – вихідний код АЦП;  $K$  – коефіцієнт перетворення подільника частоти.

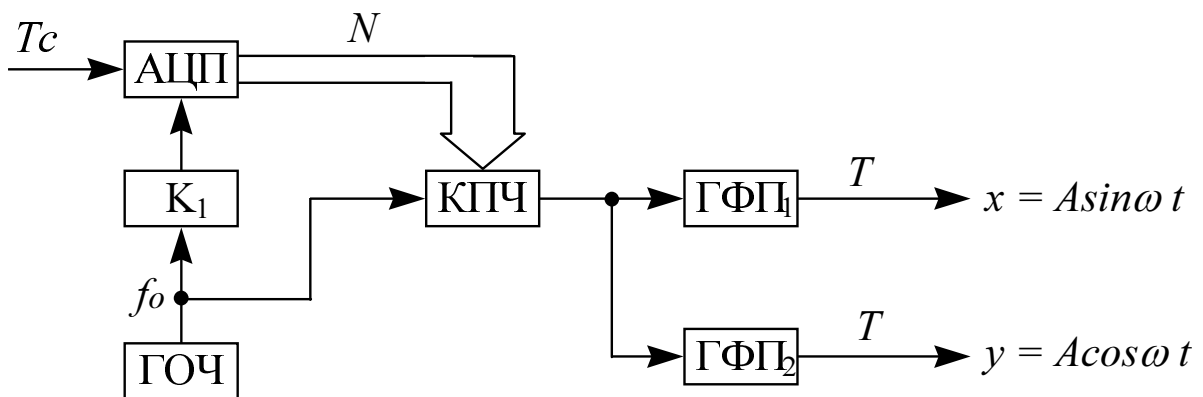


Рис.1. Функціональна схема цифрового джерела квадратурних сигналів.

Робота такого пристрою полягає в тому, що період коливань вхідного сигналу за допомогою АЦП перетворюється в цифровий код  $N$ , який є керуючим сигналом для КПЧ. Частота вхідних коливань КПЧ, яка пропорційна до частоти вхідного сигналу, за допомогою ГФП перетворюється у квазісинусоїдний сигнал.

Розглянемо основні співвідношення між періодами вхідного та вихідного сигналів ДКССЦ.

Цифровий код  $N$  на виході АЦП пропорційний до частоти коливань ГОЧ та періоду вхідного сигналу

$$N = K_1 f_0 T_c \quad (1)$$

Частота коливань на виході ГФП пропорційна до частоти КПЧ і визначається із співвідношення

$$f = K_2 \frac{f_0}{N} \quad (2)$$

Тоді для періоду вихідних коливань ГФП можна записати:

$$T = \frac{N}{K_2 f_0} \quad (3)$$

Підставивши (1) в (3), одержимо співвідношення

$$T = \frac{K_1}{K_2} T_c, \quad (4)$$

з якого випливає, що період коливань ГФП не залежить від частоти  $f_0$ . Очевидно, що режим синхронізації настає при  $K_1 = K_2$ .

Розглянутий пристрій можна вважати пристроєм розімкнутого типу і тому зміна параметрів окремих його елементів може привести до порушення рівності між періодами вхідного та вихідного сигналів. Однак порушення параметрів елементів схеми викликає однакові зміни коефіцієнтів передачі  $K_1$  і  $K_2$ , що не спричиняє порушення функціональної залежності у співвідношенні (4), і тому такий пристрій можна використовувати для одержання квадратурних синусоїдних сигналів.

Аналіз точності перетворень в ДКССЦ показує, що основними джерелами похибок в таких пристроях є похибки перетворень гібридних функціональних перетворювачів.

Розглянемо особливості побудови ГФП і проаналізуємо точність перетворень у таких пристроях.

Гібридний функціональний перетворювач, схема якого наведена на рис.2, складається з лічильника адреси – ЛА; перепрограмовуваного постійного запам'ятовуючого пристрою ППЗП, в якому записані коди функцій синуса; розподільника імпульсів вибірок – РІВ; двох регістрів –  $P_1$  і  $P_2$ ; двох цифроаналогових перетворювачів – ЦАП<sub>1</sub> і ЦАП<sub>2</sub> та суматора аналогових сигналів – С.

Робота такого перетворювача полягає в тому, що при подачі на вхід керування ЛА логічного сигналу ГФП може бути переведений в режим встановлення початкової фази – записом коду початкової адреси в лічильник або в режим генерування сигналів. У початковий момент часу ГФП переводиться в режим встановлення початкової фази коливань, а потім в момент переходу вхідного сигналу через нульове значення, що відповідає фазі коливань  $180^\circ$ , перетворювач встановлюється в режим генерування сигналів. Послідовність прямокутних імпульсів, які виділяються на першому виході РІВ, подається на лічильні входи лічильника адреси і регістру  $P_1$ , забезпечуючи при цьому

циклічне опитування комірок пам'яті ППЗП і передачу кодів функції синуса через регістр  $P_1$  на входи першого цифроаналогового перетворювача.

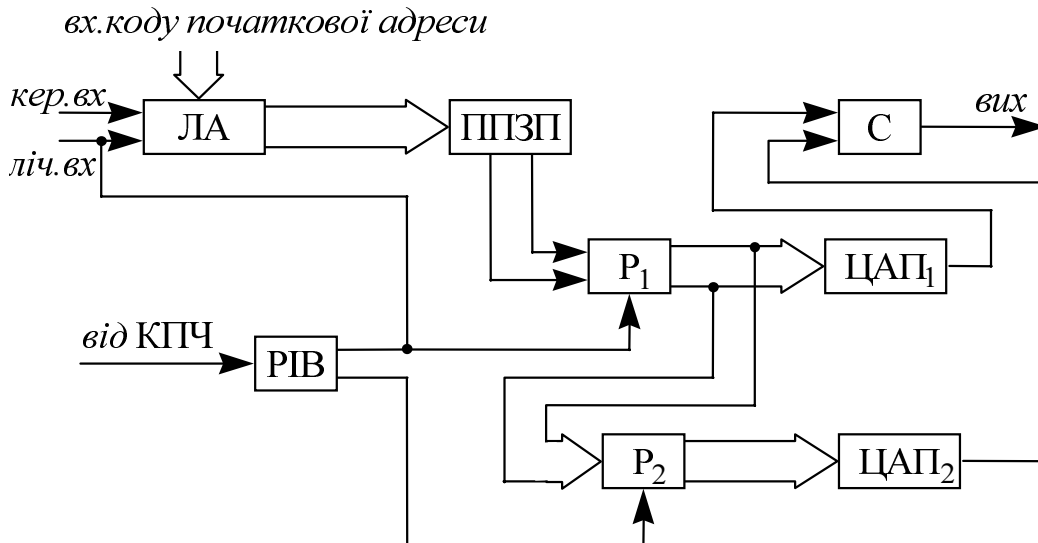


Рис.2. Функціональна схема гібридного функціонального перетворювача.

Передача кодів функції синуса на другий ЦАП здійснюється за допомогою регістру  $P_2$ , керування яким виконується імпульсами, які виділяються на другому виході  $P_2$  і зсунуті відносно імпульсів першого виходу на половину тривалості інтервалу дискретизації, на виходах першого і другого ЦАП-ів формуються квазісинусоїдні напруги, які постійні на інтервалах дискретизації і стрибкоподібно змінні в моменти їх вибірок (рис.3), причому вихідні напруги цифроаналогових перетворювачів зсунуті одна відносно одної на час, який визначається половиною тривалості імпульсу дискретизації.

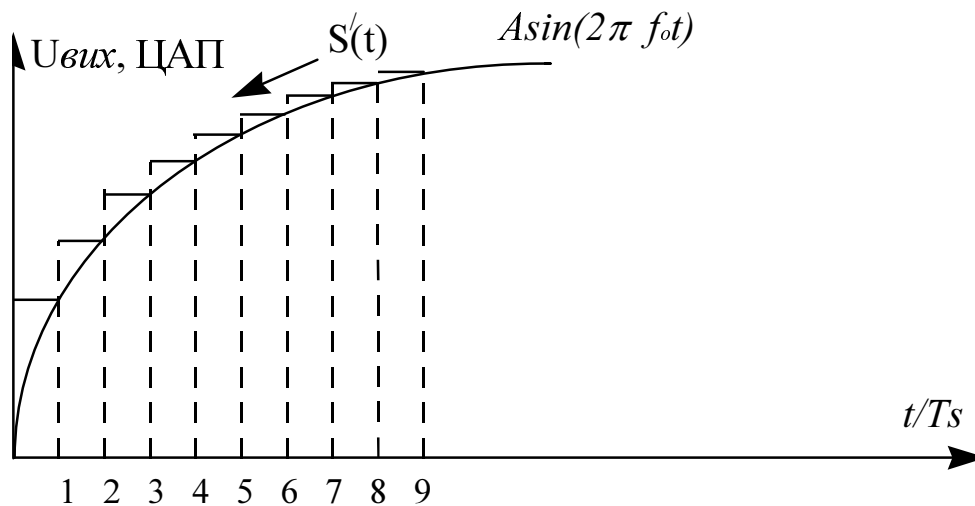


Рис.3. Графік синусоїдної стрибкоподібної функції в дискретні моменти часу.

Такий часовий зсув між вихідними напругами забезпечує зменшення коефіцієнта гармонік квазісинусоїдної напруги, оскільки після підсумовування сигналів з виходів першого і другого ЦАП-ів за допомогою аналогового суматора амплітуда першої гармоніки сумарного сигналу подвоюється, в той час як амплітуди вищих гармонік цього сигналу або збільшуються в менше число разів, або повністю компенсуються.

Отже, описаний ГФП є перетворювачем послідовності прямокутних імпульсів у квазісинусоїдний сигнал.

Метод формування синусоїдного сигналу в перетворювачі, що розглядається, будується на ідеї, яка запропонована в роботі \*.

Для оцінки наведеного методу розглянемо основні характеристики квазісинусоїдного сигналу, серед яких виділимо коефіцієнт гармонік і співвідношення сигнал/шум.

Якщо синусоїдний стрибкоподібний сигнал  $S'(t)$  (рис.3) в дискретні моменти часу  $t_i = i T_s$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) стрибком набуває точних значень ідеальної синусоїдної функції  $A \sin(2\pi f_o i T_s)$ , то спектр такого сигналу, окрім основної гармоніки з частотою  $f_o$ , містить бокові складові з частотами  $h f_s \pm f_o$  ( $h = 1, 2, 3, \dots$ ), де  $f_s = 1/T_s$ .

Амплітуди гармонік визначають так:

$$A_{(f_o=f)} = A_o = A \frac{\sin\left(\pi \frac{f_o}{f_s}\right)}{\pi \frac{f_o}{f_s}} \quad (5)$$

$$A_{(f=h f_s \pm f_o)} = A \frac{\sin\left(\pi \left(h \pm \frac{f_o}{f_s}\right)\right)}{\pi \left(h \pm \frac{f_o}{f_s}\right)} \quad (6)$$

Паразитні частотні складові реально впливають на спектр стрибкоподібного сигналу тоді, коли тривалість стрибкоподібної зміни  $\tau$  в момент часу  $i T_s$  достатньо мала, тобто  $\tau \ll \frac{T_s}{2}$ . Крім того, у процесі формування реального сигналу виникають так звані шуми квантування, оскільки дискретні значення синусоїдного сигналу можуть запам'ятовуватися з певною похибкою, яка зумовлена розрядністю коду  $m$ .

В даному випадку при лінійному перетворенні крок квантування за рівнем визначається з виразу  $Q = A / (2^m - 1)$ , де  $A$  – амплітуда коливань. Допускаючи, що похибка квантування розподілена за рівномірним законом на інтервалі  $Q$ , можна оцінити дисперсію  $\sigma^2$  функції похибки і співвідношення сигнал/шум -  $s/u$

$$\sigma^2 = \frac{Q^2}{12} = \frac{A^2}{12(2^m - 1)^2} \quad (7)$$

$$\frac{s}{u} = \frac{A_o^2 / 2}{\sigma^2} \approx 6(2^m - 1)^2 \quad (8)$$

---

\* Warnkross V., Verringerung von Seitenband- und Quantisierungs - storungen bei der direkten digitalen Frequenzsynthese durch Doppel-Sinus-Treppengeneration // Frequenz, 1980, 34. №8, S.234-237.

$$\frac{s}{u} \approx 6 \cdot 2^{2m} = (15,6 + 6m) [\text{дб}] \quad (9)$$

Слід зазначити, що, на відміну від паразитних бокових гармонік (6), шум квантування проявляється в частотній області як паразитний сигнал з частотами, які кратні частоті  $f_o$ .

Відомі методи зменшення впливу паразитних складових на якість вихідного синусоїдного сигналу полягають у використанні фільтрів низьких частот; збільшенні частоти опитування  $f_s$  ППЗП і зменшенні інтервалу квантування через збільшення роздільної здатності ППЗП. Згадані методи будуються на безпосередньому використанні виразів (6) і (8).

У ГПФ, що розглядається, синусоїдний сигнал частоти  $f_o$  формується за допомогою двох однакових, зсунутих одна відносно одної на інтервал часу  $\Delta T$ , синусоїдних стрибкоподібних функцій  $S_1(t)$  та  $S_2(t) = S_1(t - \Delta T)$ , які надалі додаються за допомогою звичайного лінійного підсумовуючого пристрою.

Якщо  $A_o$  позначити амплітуди коливань  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ , то для результуючого сигналу одержимо:

$$A_o \sin[(2\pi f_o t) + \sin(2\pi f_o (t - \Delta T))] = A_{oo} \sin(2\pi f_o t + \phi) \quad (10)$$

$$A_{oo} = 2 A_o \cos(\pi f_o \Delta T) = 2 A_o \cos \phi \quad (11)$$

При малих значеннях часу зсуву  $\Delta T \ll 1/\pi f_o$  амплітуда результуючого коливання  $A_{oo}$  приблизно в два рази більша від амплітуд окремих складових  $A_o$ ; тобто  $A_{oo} = 2A_o$ .

Якщо відповідно вибрано  $\Delta T$ , паразитні частотні складові взаємно компенсуються, що і показано нижче на прикладі бокових частот і шумів квантування. Так, якщо вирази (10) і (11) використати стосовно до бокових частотних складових  $hf_s + f_o$ , а  $\Delta T$  задати таким чином, що  $\Delta T = lT_s/2$ , де  $l = 1, 3, 5, \dots$ , то для значень  $\phi$  і  $\cos \phi$  можна одержати:

$$\phi = \pi (hf_s \pm f_o) l \frac{T_s}{2} = \frac{\pi}{2} \left( hl \pm l \frac{f_o}{f_s} \right), \quad (12)$$

$$|\cos \phi| = \begin{cases} |\sin(lf_o/f_s)| & \text{для непарних } h \\ |\cos(lf_o/f_s)| & \text{для парних } h \end{cases} \quad (13)$$

При цьому для малих значень  $lf_o/f_s \ll 1$  значно зменшуються амплітуди непарних гармонік тактової частоти  $f_s$ , оскільки  $\sin(lf_o/f_s) \rightarrow 0$ .

Порівнюючи отримані результати з виразом (6), можна зазначити, що підсумовування двох стрибкоподібних функцій з погляду збільшення співвідношення сигнал/шум рівнозначне збільшенню тактової частоти  $f_s$  в два рази  $F_s = 2f_s$ . Крім того, водночас із зменшенням загальної потужності сигналу завади відбувається двократне збільшення діапазону частот, в якому відсутні паразитні бокові складові.

Для визначення кількості рівнів дискретизації  $N$  періоду сигналу і числа рівнів квантування  $M$  амплітуди сигналу, які необхідні для одержання заданих значень

коефіцієнта гармонік  $K_2$  і співвідношення сигнал/шум  $s/u$ , проведено моделювання гібридного функціонального перетворювача на ЦОМ.

Розглянемо математичну модель  $\Gamma\Phi\Pi$  для розрахунку коефіцієнта гармонік.

Вихідні сигнали перетворювача в загальному випадку можна описати розривною функцією, яка постійна на деяких інтервалах  $[t_{i-1}, t_i]$ , а в точках розриву змінюється стрибкоподібно від значення на попередньому інтервалі до значення на наступному, причому точки  $t_i$  – точки розриву функції. Якщо така функція періодична, то для визначення коефіцієнта гармонік вихідного сигналу  $\Gamma\Phi\Pi$  її можна розкласти в ряд Фур'є.

Прийнявши період функцій  $T=2\pi$ , запишемо

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kt + b_k \sin kt), \quad (14)$$

$$\text{де } a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\tau) \cos k\tau d\tau \quad (15)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\tau) \sin k\tau d\tau \quad (16)$$

Для класу кусково-постійних функцій з періодом  $T = 2\pi$  вирази (15) і (16) можна записати у вигляді:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\tau_{i-1}}^{\tau_i} f(\tau) \cos k\tau d\tau \quad (17)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\tau_{i-1}}^{\tau_i} f(\tau) \sin k\tau d\tau, \quad (18)$$

де  $\tau_i, \tau_{i-1}$  – точки розриву функції,  $n$  – кількість інтервалів розбиття періоду  $2\pi$  (інтервалів неперервності).

Враховуючи, що  $f(\tau)$  на кожному з інтервалів неперервності постійна, запишемо:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\tau_{i-1}^{+0}}^{\tau_i^{-0}} f(\tau_{i-1}) \cos k\tau d\tau = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n f_{i-1} \int_{\tau_{i-1}^{+0}}^{\tau_i^{-0}} \cos k\tau d\tau \quad (19)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\tau_{i-1}^{+0}}^{\tau_i^{-0}} f(\tau_{i-1}) \sin k\tau d\tau = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n f_{i-1} \int_{\tau_{i-1}^{+0}}^{\tau_i^{-0}} \sin k\tau d\tau, \quad (20)$$

де  $\tau_i^{-0}, \tau_{i-1}^{+0}$  – треба розуміти як підхід до точок  $\tau_i$  та  $\tau_{i-1}$  зліва і справа відповідно.

Проінтегрувавши (19) і (20), можна одержати кінцеві вирази для обчислення коефіцієнтів ряду Фур'є.

$$a_k = \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^n f_{i-1} (\sin k\tau_i^{-0} - \sin k\tau_{i-1}^{+0}) \quad (21)$$

$$b_k = \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^n f_{i-1} (\cos k\tau_{i-1}^{+0} - \cos nk\tau_i^{-0}) \quad (22)$$

Амплітуду і фазу  $k$ -ї гармоніки можна вираховувати за формулами:

$$2C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (23)$$

$$C_o = a_o / 2, \quad (24)$$

а ряд Фур'є набирає вигляду

$$f(t) = C_o + 2 \sum_{k=1}^n C_k \cos(kt + \arg C_k). \quad (25)$$

Коефіцієнт гармонік знайдемо з виразу:

$$K_2[\%] = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + \dots + C_n^2}}{C_1} \cdot 100. \quad (26)$$

Алгоритм розрахунку залежності коефіцієнта гармонік квазісинусоїдного сигналу на виході  $ГФП$  від кількості рівнів дискретизації за часом  $N$  для різних значень рівнів квантування по амплітуді  $M$  наведено на рис.4, де  $L$  – кількість гармонік, які враховуються при обчисленні коефіцієнта гармонік  $K_2$ .

Порівняння значень коефіцієнтів гармонік, які одержані до і після підсумовування зсунутих між собою квазісинусоїдних сигналів, показує, що таке підсумовування дозволяє покращити якість вихідних коливань при одному і тому самому числі рівнів дискретизації  $N$ . Так, для значення  $N = 98$  при числі рівнів квантування по амплітуді  $M=128$  значення коефіцієнтів гармонік  $K_2$  до і після підсумовування становлять відповідно 11,05% і 2,155%. Крім того, при одному і тому самому  $N$  для різних значень  $M$  ( $M=32, 64, 128, 256, 1024$ ) одержані різні значення  $K_2$ , причому для  $M=128$  одержано найменше значення  $K_2$  порівняно із значеннями  $K_2$ , одержаними для решти  $M$ .

Із сказаного випливає, що з погляду забезпечення оптимального значення  $K_2$ , число  $M=128$  є найоптимальнішим серед інших значень  $M$ .

Проте, якщо окрім коефіцієнта гармонік вираховувати ще і співвідношення сигнал/шум, то за формулою (9) для  $M = 128$  та  $M = 4096$  можна відповідно підрахувати  $s/u=57,6$  дб та  $s/u=87,6$  дб.

Як видно, співвідношення сигнал/шум для  $M = 4096$  в 1,5 рази перевищує  $s/u$  для  $M = 128$ . З іншого боку, коефіцієнт гармонік при  $N = 98$  для  $M = 128$  та  $M = 4096$  відповідно дорівнює  $K_2 = 2,155\%$ ,  $K_2 = 2,424\%$ , що дозволяє зробити висновок про те, що розрядність цифроаналогового перетворювача слід вибирати  $m = 12$  ( $M = 4096$ ), оскільки в такому разі при незначному збільшенні коефіцієнта гармонік можна забезпечити істотне підвищення співвідношення сигнал/шум.

Очевидним є і те, що величина коефіцієнта гармонік, одержана для  $N = 98$  і  $M = 4096$ , задовольняє вимоги, які ставляться до функціонального перетворювача, що розглядається.



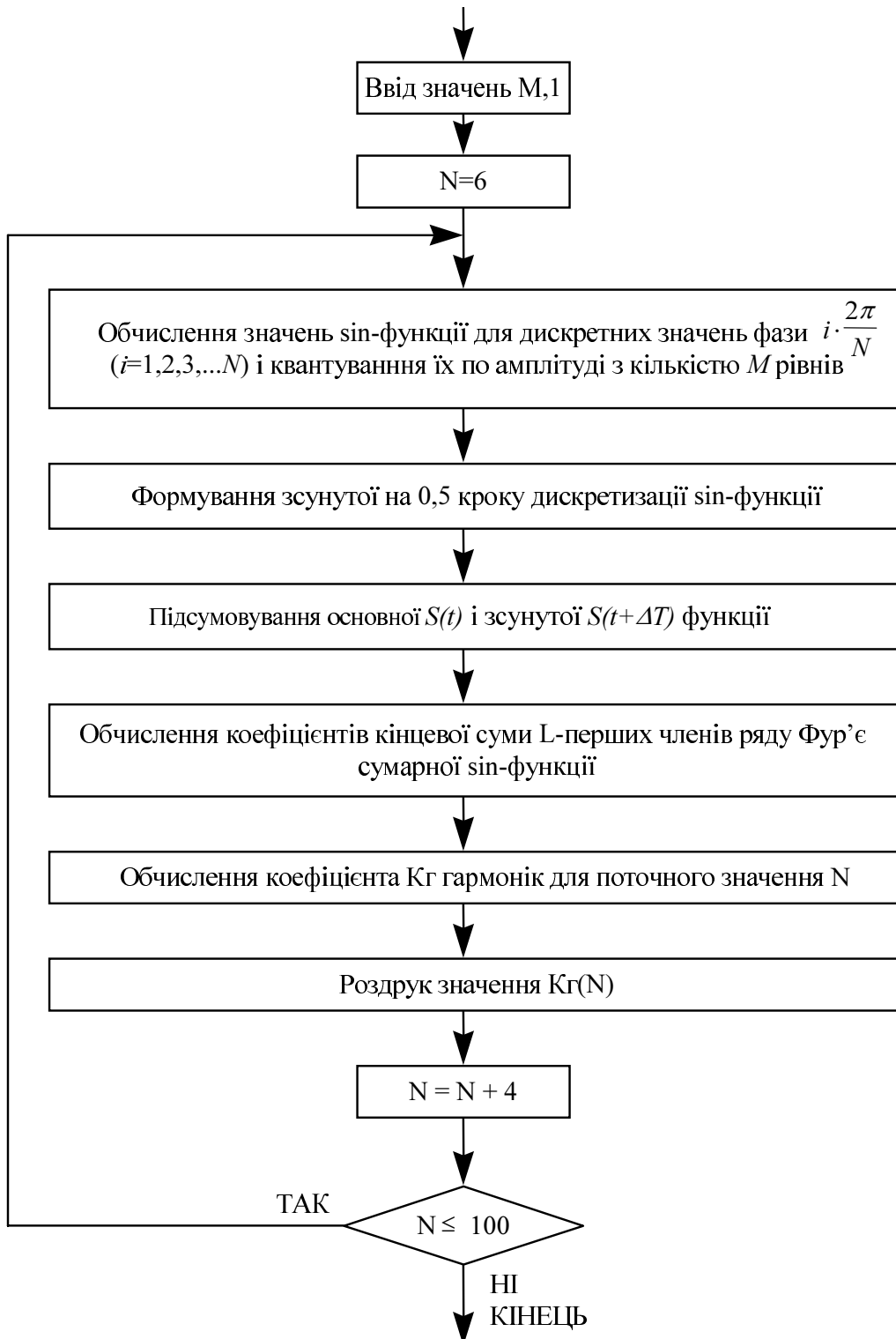


Рис.4. Алгоритм обчислення коефіцієнта гармонік на ЦОМ.

Отже, у тих випадках, коли синусоїдні квадратурні сигнали генеруються на базі елементів цифрової техніки, для зменшення таких негативних чинників, як нелінійні спотворення сигналів і впливи шумів, викликані квантуванням сигналів за рівнем, доцільно синфазний і квадратурний сигнали формувати за допомогою підсумовування

двох стрибкоподібних синусоїдних функцій, які зсунуті одна відносно одної на половину тривалості імпульсу дискретизації, а вибір розрядності цифроаналогових перетворювачів виконувати за умов забезпечення максимального співвідношення сигнал/шум.

УДК 621.317.727

## ВПЛИВ КАЛІБРУВАННЯ НА ТОЧНІСТЬ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

© Біщаник Н.Ю., Вітер О.Ю., Вітер Ю.С., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація і сертифікація”,  
кафедра “Електронно-обчислювальні машини”

**Запропоновано методикку визначення точки шкали первинного вимірювального перетворювача, калібрування в якій забезпечує мінімальне значення похибки нелінійності. Отримано вирази для оцінки згаданої похибки.**

**The methodic of determination of scale point of sensor is suggested. The minimum value of nonlinear error is provided by means of calibrating in this point. The terms for estimation of this error are obtained.**

Для більшості первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) функція перетворення має нелінійний характер і переважно задається у вигляді степеневого ряду

$$Y = a_0 + a_1X + a_2X^2 + a_3X^3 + \dots = a_0 + a_1X + F(X) \quad (1)$$

де  $X$  та  $Y$  – вхідна та вихідна величини,  $a_0$  – початкове зміщення,  $a_1$  – масштабний коефіцієнт,  $F(X)$  – нелінійна складова функції перетворення.

Під час регулювання вимірювального пристрою, у склад якого входить ПВП, переважно, виконується встановлення нуля (для компенсації початкового зміщення  $a_0$ ) та калібрування в певній точці шкали.

Метою даної роботи є визначення точки шкали ПВП, калібрування в якій забезпечує мінімальне значення похибки нелінійності, а також оцінка згаданої похибки.

При подальшому розгляді, обмежившись врахуванням впливу перших трьох членів ряду (1), вважатимемо, що початкове зміщення  $a_0$  скомпенсоване,  $a_1 \gg a_2$ , а діапазони зміни вхідного та вихідного сигналів, внаслідок застосування нами відносної шкали, знаходяться в межах

$$X = 0 \dots X_{\max} = 0 \dots 1, \quad (2)$$

$$Y = 0 \dots Y_{\max} = 0 \dots 1. \quad (3)$$

Ввімкнувши масштабуючий перетворювач з коефіцієнтом передачі  $(1/a_1)$  послідовно з виходом ПВП, отримаємо

$$Y_1 = \frac{Y - a_0}{a_1} = X + \frac{a_2}{a_1} X^2 = X \left( 1 + \frac{a_2}{a_1} X \right). \quad (4)$$