

УДК 621.317

В.М. Чинков¹, Ю.О. Крихтін²¹Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків²Військова частина А0785, Харків**МЕТОДИКА ОЦІНЮВАННЯ ПОХИБОК КАЛІБРАТОРА БІНАРНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ З НОРМОВАНИМ СПЕКТРОМ***Наведено оцінку методичної та інструментальних складових похибки відтворення нормованого амплітудного спектра калібраторами бінарних сигналів на основі мікроконтролерів (МК).**калібратор, похибка, вимірювальний сигнал з нормованим спектром***Вступ**

Постановка проблеми. Підвищити оперативність проведення метрологічного обслуговування лінійних селективних систем озброєння та військової техніки можливо за рахунок застосування полігармонічних сигналів з нормованим спектром (СНС) [1]. Серед значної кількості таких СНС найбільш перспективними є часовоімпульсно-модульовані (ЧІМ) бінарні сигнали, спектральним складом яких можна достатньо ефективно управляти за рахунок зміни їх точок переключення (ТП) [2]. Апаратурна реалізація калібратора ЧІМ СНС достатньо проста, причому він може бути збудований з використанням одного звичайного МК, наприклад, PIC16F628A-I/P [3]. Амплітудний спектр відтвореного калібратором реального сигналу буде дещо відрізнятися від спектра ідеального СНС, отриманого в результаті оптимізації [2], тому практичне застосування калібратора потребує знання похибок відтворення нормованого спектра.

Аналіз останніх публікацій. Практично єдиним джерелом, де розглянуті похибки відтворення нормованого спектра сигналами бінарної форми є [4]. Проте в даній роботі як СНС застосовується послідовність прямокутних імпульсів та певні її різновиди, такі, як меандр та імпульсні серії. Крім того, запропоновані елементна база, способи та методики формування сигналів принципово відрізняються від сучасних та перспективних підходів, які ґрунтуються на цифроаналогових методах синтезу.

Метою статті є знаходження оцінки сумарної похибки відтворення нормованого спектра мікроконтролерним калібратором ЧІМ СНС.

Основна частина

Кожна n -а амплітуда ідеального сигналу $C_n^{id} = C_n$, $n = \overline{1, N}$, при практичному синтезі буде відтворена з певною відносною похибкою:

$$\delta_n = [(C_n^p - C_n) / C_n] \cdot 100 \%, \quad (1)$$

де C_n^p – амплітуда n -ї гармоніки реального СНС.

Оскільки будь-який реальний сигнал $F_p(\alpha)$ можна уявити як суму СНС ідеальної форми $F_{id}(\alpha)$ та адитивного сигналу завади (шуму) $F_{ш}(\alpha)$: $F_p(\alpha) = F_{id}(\alpha) + F_{ш}(\alpha)$, то амплітуду n -ї гармоніки реального СНС C_n^p запишемо у вигляді: $C_n^p = |\dot{C}_n + \dot{C}_n^{ш}|$, де величини \dot{C}_n та $\dot{C}_n^{ш}$ – відповідно комплексні амплітуди n -ї гармоніки сигналу ідеальної форми та шуму.

Використовуючи нерівність трикутника [5], величини C_n^p можна представити як $C_n^p \leq |\dot{C}_n| + |\dot{C}_n^{ш}|$ або $C_n^p \leq C_n + C_n^{ш}$. Підставивши останню формулу до співвідношення (1), отримуємо інший варіант виразу (альтернативний) для розрахунку похибки відтворення нормованого спектра:

$$\delta_n \leq (C_n^{ш} / C_n) \cdot 100 \%. \quad (2)$$

Оцінка похибки через кінцеві значення часу наростання та спаду імпульсів. Дана складова сумарної похибки калібратора бінарних сигналів обумовлена тим, що перехід імпульсу з низького у високий рівень і навпаки здійснюється не миттєво, а за певні інтервали часу: відповідно наростання та спаду імпульсу. Причому найбільше значення цієї похибки має місце в тому випадку, коли фронт та зріз імпульсів змінюються за лінійним законом [4]. Графічне уявлення корисного (ідеального) сигналу прямокутної форми та реального СНС з лінійними фронтами (зрізами) імпульсів подано на рис. 1, а. Тут і надалі аналізу будемо піддавати ЧІМ СНС з непарною кількістю точок переключення, що не є принциповим, до того ж будемо вважати, що час наростання τ_n дорівнює часу спаду τ_c , тобто $\tau_n = \tau_c$.

З рис. 1 виходить, що сигнал завади являє собою періодичну послідовність трикутних імпульсів з періодом, що дорівнює періоду корисного СНС (рис. 1, б).

Тому похибка, зумовлена впливом завади

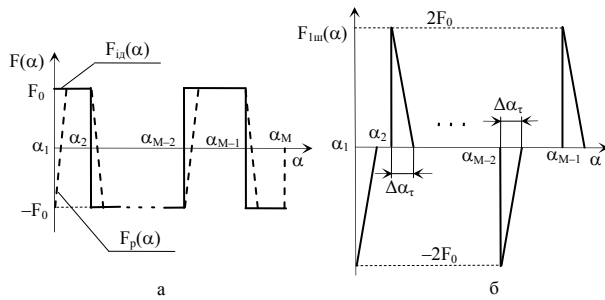


Рис. 1. Реальний бінарний сигнал, що має кінцеве значення часу наростання та спаду імпульсів (а), та сигнал завади, що спотворює фронт (зріз) корисного сигналу (б)

$F_{1ш}(\alpha)$, матиме виключно систематичний характер.

Амплітудний спектр завади $F_{1ш}(\alpha)$ при $n \neq 0$:

$$C_n^{1ш} = \left| \frac{e^{-jn\Delta\alpha\tau} - 1}{n\Delta\alpha\tau} + j \cdot \left| \frac{2F_0}{\pi n} \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^i e^{-jn\alpha_i} \right| \right|, \quad (3)$$

де $i \in \overline{1, M-1}$; M – кількість ТП бінарного СНС на інтервалі одного періоду; $\Delta\alpha\tau$ – змінна, яка залежить від значень часу наростання (спаду) імпульсів, а також від періоду T (основної частоти f_0) сигналу: $\Delta\alpha\tau = 2\pi\tau/T = 2\pi f_0\tau$, причому τ – інтервал часу, що відповідає фазовому інтервалу $\Delta\alpha\tau$.

Оскільки у виразі (3) другий множник правої частини є амплітудним спектром ідеального ЧИМ СНС, то складову інструментальної похибки відтворення нормованого спектра, обумовлену кінцевим часом наростання та спаду імпульсів, з урахуванням формули (2) запишемо таким чином:

$$\delta_{1ш} \leq \left| \frac{e^{-jn\Delta\alpha\tau} - 1}{n\Delta\alpha\tau} + j \right| \cdot 100 \%. \quad (4)$$

Після відповідних перетворень модуль комплексної величини даного співвідношення дорівнює

$$\frac{2}{(n\Delta\alpha\tau)^2} [1 - \cos(n\Delta\alpha\tau)] - 2 \frac{\sin(n\Delta\alpha\tau)}{n\Delta\alpha\tau} + 1.$$

Тригонометричні функції, що входять до останнього виразу, розкладемо в ряд Тейлора [5] з точністю до двох членів, у результаті чого формула (4) набере вигляду

$$\delta_1 \leq \frac{2\pi}{\sqrt{3}} f_0 N \tau \cdot 100 \%, \quad (5)$$

де N – номер найвищої гармоніки, що входить до корисного діапазону частот.

Отже, за виразом (5) максимальну похибку відтворення буде мати та гармоніка, яка є найвищою у спектрі бінарного сигналу.

Отримаємо значення величини δ_1 для схеми калібратора з МК PIC16F628A – I/P [3]. Згідно з даними фірмового керівництва на обраний МК [6] типовий час наростання та спаду дорівнює $\tau_n = \tau_c = 10$ нс за умови, що напруга живлення складає $V_{DD} = 5$ В. Низький рівень відповідає напрузі

0,6 В, а високий рівень сигналу має значення $(V_{DD} - 0,7)$ В. Так, для ЧИМ СНС з розмахом, наприклад, 2 В отримуємо $\tau = [2 / (0,8 \cdot 3,7)] \tau_n = 6,8$ нс. Враховуючи дане співвідношення, формулу (5) запишемо:

$$\delta_1 \leq 2,45 f_0 N \tau_n \cdot 100 \%. \quad (6)$$

Оцінка похибки через нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів схем мікроконтролера. Дана складова похибки обумовлена тим, що переключення рівнів бінарного ЧИМ СНС відбувається не в чітко детерміновані моменти часу, а з випадковим випередженням або запізненням $\Delta\alpha_i = \alpha_i^p - \alpha_i^{id}$, де α_i^p , α_i^{id} – відповідно i -та точка переключення реального та ідеального СНС. Графічне представлення цього процесу зображено на рис. 2,а.

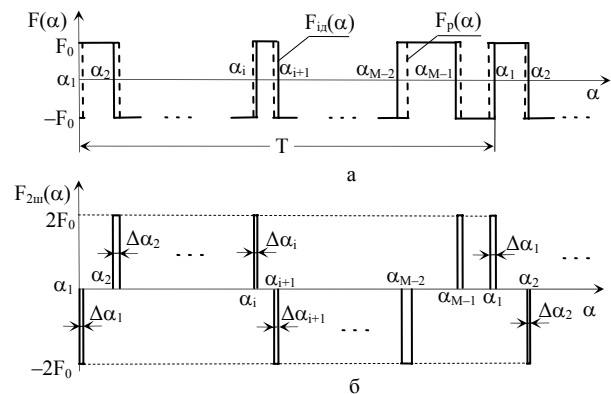


Рис. 2. Вплив завади, обумовленої нестабільністю спрацьовування перерахункових і ключових елементів калібратора, на бінарний сигнал ідеальної форми

Розглянемо випадок, коли нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів схем МК розподілена за рівномірним законом, тобто коли кожна ТП може набувати з однаковою ймовірністю будь-якого значення з інтервалу $[\alpha_i - \Delta\alpha; \alpha_i + \Delta\alpha]$. У такому разі шумовий сигнал $F_{2ш}(\alpha) = F_p(\alpha) - F_{id}(\alpha)$ являє собою випадковий процес у вигляді послідовності двополярних прямокутних імпульсів з амплітудами однакової ймовірності $\pm 2F_0$ та тривалостями $\Delta\alpha_i$, розподіленими також за рівномірним законом у діапазоні $0 \leq \Delta\alpha_i \leq \Delta\alpha$ (рис. 2,б).

Відповідну відносну складову δ_2 інструментальної похибки визначимо через середньоквадратичне значення (СКЗ) завади:

$$\delta_2 = \sqrt{P_{ш} / P_{кор}}, \quad (7)$$

де $P_{кор}$ – корисна потужність ЧИМ СНС, яка є сумою квадратів СКЗ корисних гармонік; $P_{ш}$ – потужність шуму в інтервалі частот аналізу від $\omega_1 = 2\pi f_1$ до $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi f_0 N$, що розраховується за формулою [7]:

$$P_{ш} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} S(\omega) d\omega. \quad (8)$$

У даному співвідношенні величина $S(\omega)$ являє собою однобічну спектральну щільність потужності (СЩП) завади. Для її розрахунку проведемо такі дії. По-перше, представимо сигнал завади як функцію часу $F_{2ш}(t)$, у результаті чого фазові інтервали $\Delta\alpha_i$, які характеризують випадкові значення тривалостей імпульсів, будуть перетворені у часові інтервали τ_i . Останні, у свою чергу, також матимуть рівномірний розподіл в інтервалі значень $0 \leq \tau_i \leq \Delta\tau$. По-друге, зробимо ряд припущень стосовно характеру поданого на рис. 2,б випадкового сигналу. Зокрема, введемо припущення про стаціонарність завади $F_{2ш}(t)$, а також про незалежність усіх параметрів імпульсів: амплітуд F_i , тривалостей τ_i та інтервалів часу між ними ξ_i . Крім того, вважаємо, що виконується умова $\tau_i \leq \xi_i$, тобто імпульси не перекриваються.

Оскільки закони розподілу величин F_i та τ_i нам відомі, для повного завдання випадкового процесу на рис. 2, б залишається визначити щільність ймовірності часу між двома сусідніми імпульсами ξ_i . З цією метою представимо моменти початку імпульсів як найпростіший пуассонівський потік з інтенсивністю $\nu = M/T$, де M – кількість ТП бінарного СНС, які трапили в інтервал одного періоду T . Корисною властивістю даного процесу є його ординарність, яка свідчить про практичну неможливість збігу двох або більшої кількості точок [8]. Спираючись на [9], стверджуємо, що для пуассонівського потоку інтервали часу між появою подій (виникненням імпульсів) ξ_i будуть розподілені з експоненціальною щільністю ймовірності $p(\xi) = \nu \cdot \exp(-\nu\xi)$.

У такій постановці задачі отримуємо аперіодичну випадкову послідовність двополярних імпульсів $F_{2ш}(t)$, для якої кінцевий вираз однобічної СЩП матиме такий вигляд [9]:

$$S(\omega) = \left[M\{F^2\} + 2M^2\{F\} \operatorname{Re} \frac{\Theta_{\xi}(\omega)}{1 - \Theta_{\xi}(\omega)} \right] \times \frac{2}{M\{\xi\}} M\{|FT(\omega, \tau)|^2\}, \quad (9)$$

де $M\{\dots\}$ – математичне сподівання певної величини; $\Theta_{\xi}(\omega)$ – характеристична функція інтервалів часу між моментами виникнення імпульсів; $FT(\omega, \tau)$ – спектр типового імпульсу послідовності.

Слід зазначити, що у співвідношенні (9) не наведена дискретна частина СЩП, оскільки математичне сподівання процесу $F_{2ш}(t)$ дорівнює нулю.

Останній факт є наслідком нульового математичного сподівання амплітуд імпульсів $M\{F\} = 0$, адже змінна F_i є довільною дискретною величиною із законом розподілу $p(2F_0) = p(-2F_0) = 1/2$. Крім того, умова $M\{F\} = 0$ приводить до того, що другий доданок у квадратних дужках також набуває нульового значення.

Величини $M\{F^2\}$ і $M\{\xi\}$ дорівнюють відповідно $4F_0^2$ та T/M , а останній множник формули (9) приведемо до такого вигляду:

$$M\{|FT(\omega, \tau)|^2\} = \frac{2}{\omega^2} \left(1 - \frac{\sin \omega \Delta\tau}{\omega \Delta\tau} \right).$$

З урахуванням умови $\omega \Delta\tau \ll 1$ розкладемо тригонометричну функцію даного співвідношення в ряд Тейлора: $\sin \omega \Delta\tau = \omega \Delta\tau - (\omega \Delta\tau)^3/6$ та, враховуючи попередні результати, для виразу (9) отримаємо:

$$S(\omega) = \frac{8}{3} \frac{F_0^2 M \Delta\tau^2}{T}.$$

Після підстановки даної формули у співвідношення (8) знайдемо потужність шуму в діапазоні частот аналізу:

$$P_{ш} = \frac{8}{3} \frac{F_0^2 M \Delta\tau^2}{T} (f_2 - f_1). \quad (10)$$

У свою чергу, потужність корисного сигналу можна записати як $P_{кор} = \eta F_0^2$, де η – коефіцієнт використання потужності ЧІМ СНС. Тоді з урахуванням рівнянь (7) та (10) отримаємо остаточний вираз для СКЗ складової відносної похибки, обумовленої нестабільністю спрацьовування перерахункових і ключових елементів схем МК:

$$\delta_2 = 1,63 \Delta\tau \sqrt{\frac{M}{T\eta}} (f_2 - f_1).$$

Прийнявши $f_1 = 0$ Гц та враховуючи, що кількість ТП бінарного СНС на інтервалі одного періоду пов'язана з номером максимальної корисної гармонічної складової сигналу співвідношенням $M \approx (0,8 \div 1,7)N$, оцінимо відносну похибку δ_2 за максимумом

$$\delta_2 \leq \frac{2,1 \Delta\tau f_0 N}{\sqrt{\eta}}. \quad (11)$$

Отже, із співвідношення (11) виходить: чим більша частота аналізу, тим більш жорсткі вимоги висуваються до нестабільності точок переключення ЧІМ СНС. До того ж зменшити похибку δ_2 можна за рахунок підвищення коефіцієнта використання потужності бінарного сигналу.

Оцінка похибки, обумовленої нестабільністю джерела опорної напруги. Нестабільність джерела

опорної напруги призводить до того, що амплітуди імпульсів реального ЧИМ СНС будуть дещо відрізнятися від детермінованих значень $\pm F_0$. Для розрахунку відповідної похибки відтворення нормованого спектра через нестабільність опорної напруги введемо таку умову: в момент часу, який відповідає точці переключення α_i , амплітуда імпульсу набуває значення $F_i = \pm F_0 + \Delta F_i$, де ΔF_i – випадкова змінна, розподілена, наприклад, за законом рівної імовірності з щільністю $p(\Delta F_i) = 1/(2\Delta F)$ в діапазоні $-\Delta F \leq \Delta F_i \leq \Delta F$. Таку амплітуду бінарний сигнал зберігає на протязі фазового інтервалу $[\alpha_i; \alpha_{i+1})$. Графічне представлення цього процесу зображено на рис. 3, а.

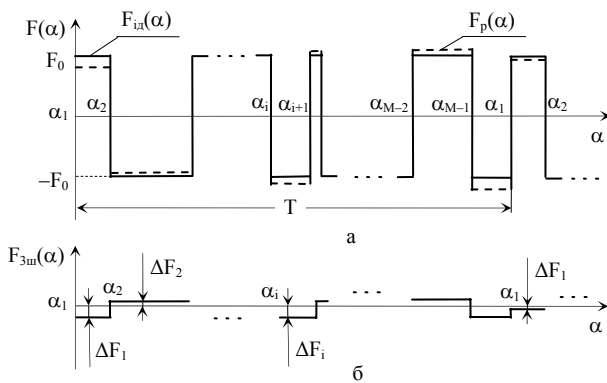


Рис. 3. Реальний ЧИМ СНС (а), амплітуди імпульсів якого спотворені завадою $F_{3ш}(\alpha)$ (б)

З рис. 3, б видно, що сигнал завади $F_{3ш}(\alpha)$ є випадковим, причому для подальшої оцінки його спектральних властивостей прийемо допущення, аналогічні допущенням, зробленим для завади $F_{2ш}(\alpha)$, зокрема: про стаціонарність процесу $F_{3ш}(\alpha)$ і про незалежність його параметрів (амплітуд ΔF_i та моментів зміни рівня α_i). Зробивши заміну величин α_i на відповідні моменти часу t_i та представивши їх як появи подій найпростішого пуассонівського потоку з інтенсивністю $\nu = M/T$, приходимо до висновку, що з урахуванням уведених допущень сигнал завади $F_{3ш}(\alpha)$ можна уявити як “узагальнену випадкову телеграфну хвилю” з кореляційною функцією $k(\tau) = D_F \exp(-\nu|\tau|)$ [10], де D_F – дисперсія амплітуд ΔF_i шумового сигналу. Однобічна СЦП, яка відповідає даній кореляційній функції, має вигляд [7]:

$$S(\omega) = \frac{4\nu D_F}{\nu^2 + \omega^2}.$$

Підстановкою цієї функції у формулу (8) знайдемо потужність завади в діапазоні частот аналізу:

$$P_{ш} = \frac{2}{\pi} D_F \left(\arctg \frac{\omega_2}{\nu} - \arctg \frac{\omega_1}{\nu} \right). \quad (12)$$

Для обраного рівномірного закону розподілу величин ΔF_i їх дисперсія D_F має значення $D_F = \Delta F^2/3$. Межу зміни амплітуд імпульсів завади ΔF визначимо як $\Delta F = 2F_0\delta_{ДОН}$, де $\delta_{ДОН}$ – відносна нестабільність джерела опорної напруги. Варто також зазначити, що вираз у дужках співвідношення (12) за будь-яких умов не перевищує $\pi/2$. З урахуванням цього потужність завади $P_{ш}$ складатиме

$$P_{ш} \leq \frac{4}{3} F_0^2 \delta_{ДОН}^2.$$

У результаті формулу (7) для розрахунку СКЗ відносної похибки, обумовленої нестабільністю амплітуд імпульсів ЧИМ СНС, приведемо до такого вигляду:

$$\delta_3 \leq \frac{1,2\delta_{ДОН}}{\sqrt{\eta}}. \quad (13)$$

Отже, дана випадкова складова інструментальної похибки відтворення нормованого спектра визначається виключно двома параметрами: нестабільністю джерела опорної напруги та коефіцієнтом використання потужності ЧИМ СНС. Вираз (13) дозволяє правильно обрати джерело живлення для мікроконтролера, виходячи із заданого значення допустимої похибки δ_3 .

Оцінка похибки, обумовленої дискретністю точок переключення імпульсів бінарного сигналу. Дана складова похибки є методичною, оскільки її джерелом є цифровий спосіб відтворення бінарного сигналу, покладений в основу роботи модуля широтно-імпульсної модуляції обраного МК.

Як і в попередніх випадках, завада, що виникає в результаті практичної реалізації цього способу, буде спотворювати спектр ідеального ЧИМ СНС. Механізм формування такої завади пояснимо за допомогою рис. 4.

Кожний імпульс бінарного сигналу відтворюється лічильним способом, тобто підраховується кількість імпульсів зразкової частоти в інтервалі часу між сусідніми ТП. Проходження імпульсів зразкової частоти подано на рис. 4 пунктирними лініями. Дискретність у радіанах Δ_d такого відліку залежить від періоду СНС T (основної частоти f_0) та тривалості машинного циклу τ_M :

$$\Delta_d = 2\pi\tau_M/T = 2\pi\tau_M f_0.$$

Оскільки в модулі широтно-імпульсної модуляції МК можна здійснювати операції тільки з цілим числом імпульсів зразкової частоти, кожна точка переключення α_i ідеального сигналу (рис. 4, а) змушено округляється до найближчого допустимого

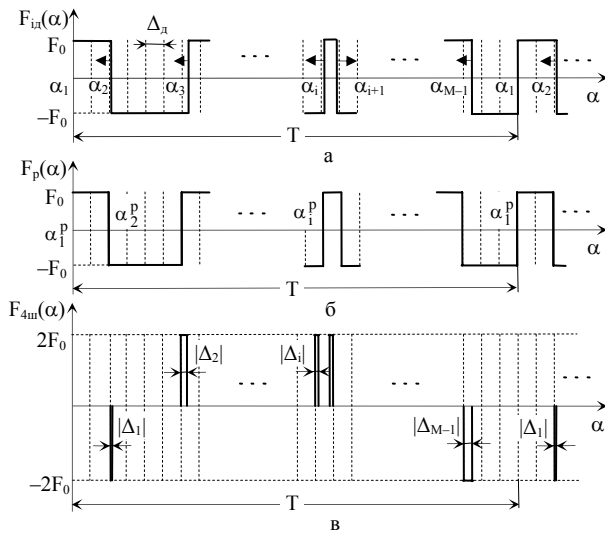


Рис. 4. Механізм формування завади, обумовленої дискретністю точок переключення бінарного сигналу

числа, у результаті чого отримуємо ТП реального ЧІМ СНС (рис. 4, б):

$$\alpha_i^p = \Delta_d \text{round}(\alpha_i / \Delta_d), \quad (14)$$

де $\text{round}(\dots)$ – функція округлення до найближчого цілого числа.

Величина $\Delta_i = \alpha_i^p - \alpha_i$ розподілена за рівномірним законом у діапазоні значень від $-\Delta_d/2$ до $\Delta_d/2$. Завада $F_{4ш}(\alpha)$, яка є різницею між реальним та ідеальним СНС, являє собою послідовність двополярних прямокутних імпульсів (рис. 4, в).

Аналіз рис. 4,в показує, що завада $F_{4ш}(\alpha)$ має період, який дорівнює періоду ідеального ЧІМ СНС, тобто її амплітудний спектр є дискретним. На класі бінарних СНС та для численних варіантів апаратурної реалізації калібратора спектр завади буде випадковою величиною, оскільки довільними можна вважати такі параметри, як розподіл ТП в інтервалі $\overline{0,2\pi}$, період сигналу та частоту зразкового генератора. Однак для конкретного вектора ТП та певної схеми калібратора вплив завади на спектр ідеального СНС матиме виключно систематичний характер. Причому характерною особливістю даної складової похибки є те, що її значення відомо апріорно, тобто в ряді практичних застосувань таку складову можна виключити під час розрахунків.

З метою аналізу залежності похибки дискретності ТП δ_4 від змінних $\{\alpha\}$, τ_m , f_0 та N проведемо числове моделювання на персональному комп'ютері. Для цього задамося значеннями вищевказаних змінних, для яких будемо розраховувати похибку δ_4 , зокрема: $\tau_m = 8, 40, 100, 200$ нс, $f_0 = 1, 10, 100, 1000, 10000$ Гц, $N = 5, 6, \dots, 50$. Методика такого моделювання полягає в наступному:

а) формуємо довільний СНС типу мультисинус

$f(\alpha)$, який має 5 гармонічних складових, причому їх амплітуди $C_n = 1$ В, $\forall n \in \overline{1,5}$, а фази ψ_n розподілені за довільним рівномірним законом у діапазоні значень від 0 до 2π . Знаходимо вектор ТП $\{\alpha\}$ ідеального ЧІМ СНС $F(\alpha) = \text{sign}[f(\alpha)]$, що є бінарною апроксимацією сигналу $f(\alpha)$. Підставивши перші елементи величин τ_m та f_0 до співвідношення (14), отримуємо ТП реального СНС $\{\alpha^p\}$. Використовуючи вираз для амплітудного спектра бінарних СНС [11], розраховуємо амплітуди ідеального та реального сигналів: відповідно C_n та C_n^p . За формулою (1) обчислюємо похибку формування кожної гармоніки δ_{4n} . Серед елементів вектора δ_{4n} обираємо максимальний за модулем;

б) процедуру, наведену в попередньому пункті повторюємо 1000 разів та знаходимо середнє серед 1000 значень величин $\max\{\delta_{4n}\}$;

в) пункти а), б) виконуємо для всіх можливих комбінацій складових змінних N , τ_m , f_0 .

Результатом виконання наведеної методики буде тривимірний масив значень похибки дискретності ТП розміром $46 \times 4 \times 5$. Перша розмірність даного масиву (рядки) буде характеризувати функцію залежності похибки δ_4 від номера максимальної корисної частоти в спектрі ЧІМ СНС $\delta_4 = f(N)$ при певних значеннях змінних τ_m та f_0 . Друга розмірність (стовпці) характеризуватиме залежність похибки дискретності від часу машинного циклу МК $\delta_4 = f(\tau_m)$ для конкретних значень величин f_0 та N . Нарешті, третя розмірність відповідає залежності $\delta_4 = f(f_0)$, коли постійними є час τ_m та номер N .

Аналіз результатів розрахунків показав, що похибка через дискретність ТП ЧІМ СНС лінійно залежить від значень машинного циклу МК τ_m та основної частоти сигналу f_0 . У той самий час залежність $\delta_4 = f(N)$ є нелінійною, причому за одну з найкращих апроксимацій даної функції за методом найменших квадратів [5] можна прийняти степеневий вираз $\delta_4 = aN^b$, де $a = 105$, $b = 1,25$. З урахуванням цього кінцеве співвідношення для розрахунку похибки дискретності ТП запишемо у вигляді

$$\delta_4 \leq 1,05 f_0 \tau_m N^{1,25} \cdot 100 \% . \quad (15)$$

Остання формула дає усереднену оцінку похибки δ_4 за умови, що відомі інші складові, зокрема, основна частота (період) СНС, машинний цикл обраного МК та номер максимальної корисної гармоніки в спектрі сигналу. Отже, користуючись виразом (15), можна обґрунтувати необхідний тип елемент-

ної бази для калібратора з урахуванням частотного діапазону синтезованого ЧІМ СНС. Оберненою задачею є розрахунок верхньої частоти в спектрі сигналу, виходячи з допустимої похибки δ_4 та обраного типу МК.

Підводячи підсумки проведеного аналізу основних похибок калібратора бінарних СНС, слід зазначити, що домінуючою складовою сумарної похибки відтворення нормованого спектра є методична похибка δ_4 , обумовлена дискретністю точок переключення ЧІМ СНС, яка для конкретного сигналу та схеми калібратора має систематичний характер. Використовуючи формули (6) та (15), запишемо остаточний вираз для сумарної систематичної похибки $\delta_{\Sigma C}$ формування нормованого спектра:

$$\delta_{\Sigma C} \leq 1,05f_0 N \left(2,34\tau_H + \tau_M \sqrt[4]{N} \right) \cdot 100 \% . \quad (16)$$

Складові випадкової похибки, зокрема, через нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів схем МК та через нестабільність джерела опорної напруги, не є вагомими, проте вони залежать також від коефіцієнта використання потужності η СНС. Отже, при низькому коефіцієнті η та за певних умов внесок від даних складових може стати значним. З урахуванням співвідношень (11) та (13) СКЗ сумарної відносної випадкової похибки відтворення нормованого спектра калібраторів ЧІМ СНС можна визначити за формулою:

$$\delta_{\Sigma B} \leq \frac{1,2}{\sqrt{\eta}} \sqrt{3,06 \Delta_{\tau}^2 f_0^2 N^2 + \delta_{\text{ДОН}}^2} \cdot 100 \% . \quad (17)$$

Інтервальне значення величини $\delta_{\Sigma B}$ отримаємо для надійної імовірності 0,9. У такому разі квантильний множник дорівнює 1,6 [12], та сумарна похибка відтворення нормованого спектра з урахуванням виразів (16) та (17) отримає такий вигляд:

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\Sigma C} + 1,6\delta_{\Sigma B} . \quad (18)$$

Розрахунки за формулами (16) – (18) дозволяють стверджувати наступне. Для запропонованого в роботі [3] калібратора ЧІМ СНС відтворення нормованого спектра, наприклад, 20-ти корисних гармонік з похибкою менш 1% може бути виконано для сигналу з основною частотою 1 кГц, тобто максимальна частота в спектрі СНС, для якої не порушується умова (18), складає 20 кГц. Розширення частотного діапазону, наприклад, до 40 кГц потребує застосування більш швидкодіючого МК, зокрема, PIC18F2455-I/P або його модифікацій 2550/4455/4550, який також має у своєму складі модуль широтно-імпульсної модуляції та працює на тактових частотах до 48 МГц.

Висновки

Розглянуто основні складові похибки відтворення нормованого спектра мікроконтролерним ка-

лібратором ЧІМ СНС та отримано аналітичне співвідношення для розрахунку сумарної похибки калібратора. З урахуванням існуючої на сьогодні елементної бази гранична частота гармоніки в спектрі бінарного сигналу, амплітуда якої відтворюється, наприклад, з похибкою 1%, складає приблизно 500 кГц. Проте таке частотне обмеження не є принциповим, адже основною тенденцією розвитку мікросхемотехнічних пристроїв є постійне зростання їх тактових частот. Тому незабаром можна очікувати розширення частотного діапазону калібраторів ЧІМ СНС до одиниць і навіть десятків МГц. Подальші дослідження доцільно зосередити на аналізі інструментальних та методичних похибок відтворення нормованого спектра мікроконтролерними калібраторами сигналів довільної форми, наприклад, парного та непарного мультисинуса.

Список літератури

1. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя: Пер. с англ. – М.: Наука, 1991. – 432 с.
2. Чинков В.М., Крихтин Ю.О. Цифрові методи синтезу полігармонічних сигналів з нормованим спектром // Український метрологічний журнал. – 2006. – № 2. – С. 23-29.
3. Крихтин Ю.О. Калібратор бінарних сигналів з нормованим спектром: принцип побудови та експериментальні дослідження // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2006. – № 4 (16). – С. 16-20.
4. Бойченко В.Д. Исследование возможности поверки анализаторов спектра по сигналам с нормированным спектром: Дис...канд. тех. наук: 05.11.08. – М., 1981. – 183 с.
5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
6. PIC16F627A/628A/648A Data Sheet. Flash-Based 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology. Note DS40044B [Електрон. ресурс]. – Режим доступу: <http://www.microchip.com>.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 2000. – 462 с.
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 2001. – 575 с.
9. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
10. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения: Учебн. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 2000. – 383 с.
11. Чинков В.Н., Крихтин Ю.А. Амплитудный спектр бинарного сигнала с произвольным количеством точек переключения на интервале одного периода // Моделирование та інформаційні технології. – К.: НАНУ, ІПМЕ, 2005. – Вип. 32. – С. 227-231.
12. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 248 с.

Надійшла до редколегії 27.02.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Кононов Б.Т., Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.