

УДК 621.317

DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2219-380415201685142>

М. М. Морозова¹, *старший викладач, к.т.н.*

ОЦІНЮВАННЯ ВПЛИВУ ІНСТРУМЕНТАЛЬНИХ ПОХИБОК ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ НА ТОЧНІСТЬ ВИМІРЮВАННЯ ІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ

En

In the developed measuring tools measuring methods for informative parameters of harmonic signals using the discrete Fourier transform (DFT) and correction of measuring errors for phase difference and amplitude are implemented. The layouts based on the virtual instruments to the measuring instruments are designed. They demonstrate the advantages of the DFT method and they allow us to determine the specified metrological characteristics and correct the errors of their measurement.

Having compared the error values results for the phase difference estimation without correction and error estimation of the phase difference with correction it was clarified that checking the corrections in the designed phasemeter reduces the level of error values of the phase difference measurement more than the order in comparison with the results without applying a correction.

The error estimation of the phase difference with correction has back-quadratic dependence on the number of analyzed periods of the signal which decreases sharply while changing the periods number from one to four.

The accuracy of the phase shifts calibrator is determined by the instrumental error of the DAC and methodical error of creating signal and depends on the number of samples per signal period. The filters affect the error of the phase shifts calibrator can be minimized by ensuring the identity of their phase-and-frequency characteristics.

Using more perfect methods of analog-to-digital conversion will improve performance, expand the bandwidth of the signals and increase the signal/noise ratio. Note that errors made on the stage of analog-to-digital conversion are difficult to separate from the converted signal and completely eliminate them during further digital processing. Therefore, you should pay attention to the value of the instrumental errors of the ADC and DAC.

¹ Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", кафедра інформаційно виміральної техніки

Ru

Рассмотрено влияние инструментальных погрешностей, обусловленных использованием АЦП и ЦАП, на точность измерения информативных параметров (амплитуды и разности фаз) гармонических сигналов в разработанных средствах измерений (фазометре, калибраторе фазовых сдвигов, автоматизированном рабочем месте метролога).

Вступ

Оскільки фізичні явища мають аналоговий характер, то одним з важливих завдань сучасних цифрових технологій є перетворення аналогових сигналів в цифрову форму. Тому розвиток і розширення області застосування систем цифрової обробки сигналів (ЦОС) неможливий без розвитку засобів аналого-цифрового перетворення. Вдосконалення таких засобів йде шляхом збільшення швидкодії перетворювачів і смуги частот перетворюваних сигналів, а також шляхом збільшення динамічного діапазону, чутливості і точності аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Традиційні підходи до вимірювань, що використовуються в аналогових засобах вимірювань, в більшості випадків виявляються невиправдано дорогими, а в багатьох випадках навіть за значної вартості мають високу чутливість до впливу дестабілізуючих факторів, і надто складні в налаштуванні з огляду на розкид параметрів елементів. Ці недоліки значною мірою долаються при переході до цифрових методів опрацювання сигналів. У разі використання ЦОС дестабілізуючі фактори не впливають на точність виконання вимірювальних алгоритмів. Насьогодні розвиток обчислювальної техніки досяг такого рівня, при якому можлива реалізація найскладніших алгоритмів обробки за припустимих обсягів і вартості апаратури.

Постановка задачі

Широке застосування ЦОС у засобах вимірювальної техніки сприяє перетворенню останніх в апаратно-програмні засоби. Їх точність вимірювання визначається як апаратними похибками, так і застосовуваними алгоритмами обробки, коректністю їх використання для різних задач вимірювання, умовами формування вибірок цифрових даних. Це робить необхідним розгляд і дослідження метрологічних характеристик (МХ) апаратної та програмної частин приладів і систем.

Основна частина

У розроблених засобах вимірювань (фазометрі [1], калибраторі фазових зсувів сигналів [2], автоматизованому робочому місці метролога [3]) реалізуються методи вимірювань інформативних параметрів гармонічних сигналів з використанням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) та корекцією похибок вимірювання різниці фаз та амплітуди. Розроблені макети

на основі віртуальних інструментів до засобів вимірювань демонструють переваги методу ДПФ, дозволяють визначити задані метрологічні характеристики та скоректувати похибки їх вимірювання.

Швидкодіючими прийнято називати АЦП з частотою дискретизації, більшою від 1 МГц. У свою чергу, максимальний динамічний діапазон АЦП суттєво залежить від частотного діапазону. Так, 12-розрядні АЦП є досить популярними як для низькочастотних вимірювань, так і для високочастотних, але для надвисокочастотних такий діапазон ще не досяжний. Тому інтерес представляють АЦП, які при заданій розрядності забезпечують максимальну частоту відліків. Для АЦП від 2006 року випуску, що забезпечують на виході 16-розрядний код, максимальна частота дискретизації складає 130 МГц, для 14-розрядів – 190 МГц і для 12-розрядів – 250 МГц.

Наприклад, при використанні АЦП *LTC2208* компанії *Linear Technology* максимальна смуга аналізованого сигналу складе 65 МГц, АЦП *ADS5546* – 95 МГц і *MAX1215N* – 125 МГц. Несуча частота сигналів (залежно від їх смуги) у разі застосування мікросхеми *MAX1215N* або *LTC2208* може знаходитися в межах 0 ... 700 МГц, а *ADS5546* – в межах 0 ... 500 МГц.

Якщо несуча частота і смуга сигналів потрапляють в діапазон частот АЦП, то варто звернути увагу на співвідношення сигнал/шум (*SNR*) і відповідно на ефективну розрядність перетворювача. Для оцінки цього показника перетворювача скористаємося відомим виразом для визначення рівня шумових спотворень, що вносяться дискретизацією в часі та квантуванням за амплітудою сигналу:

$$SNR = 6.02 \cdot N + 1.76, \text{ [дБ]}, \quad (1)$$

де N – розрядність АЦП. При підстановці табличних даних [4] (для частоти вхідного сигналу 70 МГц) отримаємо: ефективне число розрядів у 16-розрядного АЦП *LTC2208* складає 12.5; у 14-розрядного *ADS5545/46* – 11.9; а у 12-розрядного *MAX1215N* – від 10.4 до 10.7. Таким чином, найбільша втрата ефективних розрядів у АЦП *LTC2208* – 3.5 розряди.

При використанні даних АЦП в схемах реєстрації вузькосмугових сигналів, наприклад із смугою 10 кГц, співвідношення *SNR* можна покращити за рахунок надмірної дискретизації і застосування цифрової фільтрації. Якщо прийняти, що шум в смузі $f_o/2$ розподілений рівномірно, то можна вважати, що „позитивна добавка” до *SNR* рівна $10 \lg \left(\frac{f_o/2}{F_c} \right)$, де F_c – ширина смуги сигналу. Одержимо, що для АЦП з частотою дискретизації $f_o = 250$ МГц добавка до *SNR* складе 41 дБ, для $f_o = 190$ МГц – близько 40 дБ і для $f_o = 130$ МГц – 38 дБ. З урахуванням реального спів-

Інформаційні системи, механіка та керування

відношення SNR для АЦП $MAX1215N$ в смузі 10 кГц можемо отримати співвідношення $SNR = 105$ дБ, для $ADS5546$ – до 114 дБ і для $LTC2208$ – до 115.5 дБ.

В даний час за кордоном випускаються також модулі АЦП/ЦАП побутового призначення, що мають 16-розрядів та вище (до 24 розрядів). Модулі АЦП/ЦАП серій ADC і ADS призначені для вводу аналогового сигналу в ПЕОМ з частотою дискретизації від 200 кГц до 60 МГц; амплітудний діапазон сигналів складає від одиниць мкВ до 15 В. Динамічний діапазон складає більше 70 - 80 дБ для 12-розрядних виробів (на основі інтегральних схем $AD1671$ і $AD7547$ фірми „Analog Devices”) і 92 дБ для 16-розрядних (на основі мікросхем фірми „Burr-Brown”, США). Плати можуть працювати спільно з модулем ЦОС (сигнальний процесор) сімейства DSP через сумісну шину даних або через уніфікований інтерфейс.

Однією з найважливіших характеристик АЦП є апертурний час – часовий інтервал, що характеризує невизначеність моменту перетворення вхідного аналогового сигналу та викликає появу додаткової (динамічної) похибки перетворення. Невизначеність виражається в тому, що вихідний код АЦП пропорційний не миттєвому, а усередненому за час перетворення значенню вхідного сигналу. Оскільки час перетворення для більшості АЦП залежить від значення вхідного сигналу, то за апертурний час приймається інтервал, протягом якого вхідний сигнал змінюється на одиницю молодшого розряду (OMP , LSB) АЦП.

Це накладає певні обмеження на швидкість зміни перетворюваного вхідного сигналу. Так, наприклад, за час перетворення 8-розрядного АЦП $T = 100$ мкс (час від початку перетворення до моменту отримання вихідного коду) максимальна частота вхідного аналогового сигналу не повинна

перевищувати значення
$$F = \frac{1}{2\pi \cdot T \cdot 2^N} = 6.2 \text{ Гц.}$$

Для виключення впливу апертурного часу на параметри, пов'язані з точністю АЦП, зміна сигналу на аналоговому вході повинна бути значно меншою від OMP за час, рівний апертурному.

У роботі [5] розглядаються практичні аспекти визначення апертурної невизначеності при обробці ВЧ-сигналів. На рис. 1 показано криві апертурної невизначеності для АЦП з динамічним діапазоном, обмеженим лише шумом квантування, при різних значеннях апертурної невизначеності (нахилені криві), що накладені на характеристики роздільної здатності (горизонтальні лінії). За допомогою рис. 1 можна визначити граничні значення апертурної невизначеності в залежності від частоти вхідного аналогового сигналу та вимог до співвідношення SNR .

Для зменшення апертурної похибки використовуються пристрої вибірки і зберігання (ПВЗ), що працюють синхронно з АЦП. Основне завдання ПВЗ – запам'ятати миттєве значення вхідного аналогового сигналу на час перетворення. В цьому випадку апертурний час визначається тільки

Розділ 1. Інформаційні системи

швидкодією ПВЗ, тобто частоту вхідного аналогового сигналу можна підвищити на декілька порядків.

Максимальна похибка аналого-цифрового перетворення, як правило, визначається роздільною здатністю АЦП, його кроком перетворення (*LSB*) [6]. Зазвичай точність вимірювання повинна бути набагато нижчою від *LSB*, для її оцінки застосовують наступну формулу:

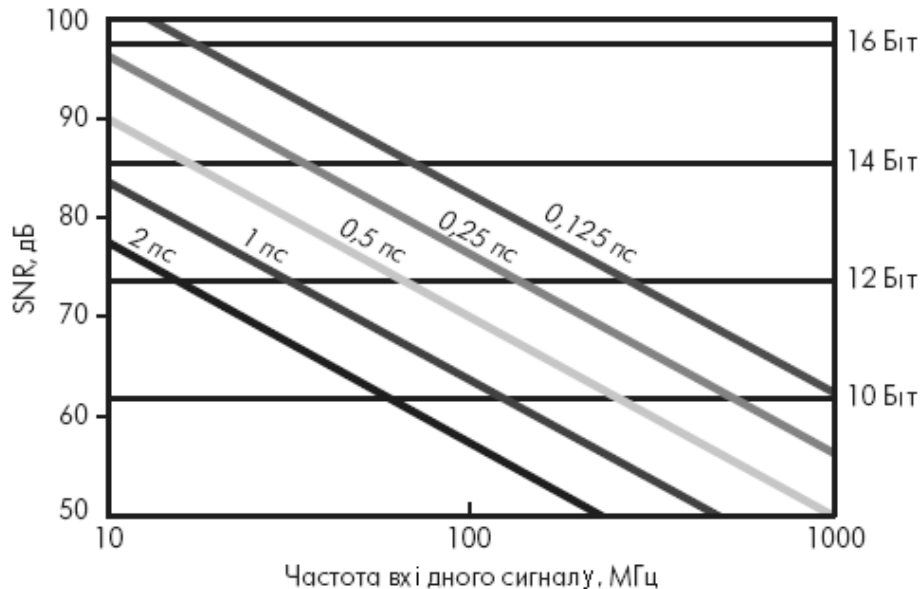


Рис. 1. Залежність *SNR* від апертурної невизначеності

$$\Delta U = \frac{1}{2} \times \frac{U_{FS}}{2^N} = \frac{U_{FS}}{2^{N+1}}, \quad (2)$$

де U_{FS} – діапазон вимірюваних напруг АЦП. З формули (2) отримаємо оцінку максимальної відносної похибки, для розрядності N :

$$\delta_{\text{АЦП}} = \frac{1}{2^{N+1}}, \quad (3)$$

Наприклад, для розрядності $N = 8$ оцінка максимально допустимої похибки складатиме 0.2 %, для $N = 12$ – 0.02% та для $N = 16$ – 0.008 %.

Розрахунки МХ для розроблених засобів вимірювань

1. Розрахуємо характеристики комплексу АРМ-М при використанні контролера фірми „Advantech” типу *PCI-1202*.

Частота дискретизації для даного типу контролера рівна 110 кГц. З урахуванням числа відліків за період сигналів, рівного чотирьом, частотний діапазон аналізованих сигналів обмежується значенням $F = 27.5$ кГц. Для діапазону встановлених вхідних напруг ± 5 В та розрядності АЦП $N = 12$ визначимо динамічний діапазон та оцінимо похибку невизначеності фази.

Для 12 отримаємо $2^N = 4096$. Мінімальний рівень вхідної напруги $U_{\min} = \frac{5\text{В}}{4096 - 1} \cong 1.22 \text{ мВ}$. Динамічний діапазон визначимо з виразу:

$$SNR = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = 20 \lg \frac{5}{1.22 \cdot 10^{-3}} = 20 \lg 4098 \approx 72.2 \text{ дБ}, \quad (4)$$

де U_{\max} - максимальне значення встановлюваної напруги. Вирахуване значення динамічного діапазону є нижчим від значення $SNR = 74$ дБ, розрахованого за формулою (1).

Точність АЦП складає значення 1 *LSB*. Значення допустимого часу, пов'язаного з невизначеністю фази, отримаємо згідно формули [7]:

$$t_{\varphi} = \frac{\sqrt{3}}{2^N \cdot 2\pi \cdot F} = \frac{\sqrt{3}}{2^{12} \cdot 2\pi \cdot 27.5 \cdot 10^3} \approx 245 \text{ пс}. \quad (5)$$

2. Розрахуємо характеристики макета калібратора фазових зсувів, розробленого з використанням віртуальних інструментів.

При розробці макета використовувалися ЦАП розрядністю $N = 16$. Значення напруги повної шкали $U_{\max} = 5 \text{ В}$. Тоді величина *ОМР* для ЦАП

складатиме значення $U_{LSB} = \frac{5 \text{ В}}{2^{16}} \cong 76 \text{ мкВ}$. Динамічний діапазон за виразом (4) рівний $SNR \approx 96.4$ дБ.

Точність ЦАП, що є типовою для більшості перетворювачів, становить $\pm 1/2 \text{ LSB}$. Звідки значення похибки ЦАП визначатиметься як $\delta_{\text{ЦАП}} = 2^{-(16+1)} = 0.00076\%$ від повної шкали. Значення допустимого часу,

пов'язаного з невизначеністю фази, $t_{\phi} = \frac{\sqrt{3}}{2^{16} \cdot 2\pi \cdot (10000 - 100)} \approx 0,42 \text{ нс}$ для

діапазону частот сигналів 100 Гц ... 10 кГц.

Для зменшення апертурної похибки застосовується ряд способів, серед яких можна назвати: використання джерела сигналу з покращеними характеристиками стабільності, фільтрація, мінімізація числа компонент у схемах подачі тактових сигналів.

Слід зазначити, що при використанні передискретизації (в десятки разів) можливо зменшити розрядність ЦАП без відчутної втрати якості сигналу. Вихідний сигнал таких ЦАП є корисним сигналом, що обмежений значною кількістю високочастотного шуму, який, проте, ефективно подавляється аналоговим фільтром навіть середньої якості.

Частотний та динамічний діапазони засобів вимірювань визначаються, виходячи з характеристик використовуваних АЦП та ЦАП. Для конкретного типу контролера граничні значення цих діапазонів дорівнюють, відповідно: $F = 27.5 \text{ кГц}$ та $SNR = 74 \text{ дБ}$.

Отже, точність вимірювання інформативних параметрів за допомогою розроблених засобів (фазометра, калібратора фазових зсувів, АРМ-М) визначається не лише методичними похибками, а й інструментальними похибками. Зокрема, похибками, зумовленими АЦП та ЦАП.

Висновки

В результаті порівняння значень похибки оцінки різниці фаз без корекції та похибки оцінки різниці фаз із врахуванням корекції з'ясовано, що коректуючі правки у розробленому фазометрі знижують більш ніж на порядок значення похибки результату вимірювання різниці фаз в порівнянні з результатами без застосування корекції. Похибка оцінки різниці фаз із врахуванням корекції має обернено-квадратичну залежність від кількості аналізованих періодів сигналів, яка різко спадає вже при зміні кількості періодів від одного до чотирьох.

Точність калібратора фазових зсувів визначається інструментальною похибкою ЦАП і методичною похибкою формування сигналу та залежить від кількості відліків за період сигналу. Вплив фільтрів на похибку калібратора фазових зсувів можна звести до мінімуму, забезпечивши ідентичність їх фазочастотних характеристик.

Використання більш досконалих засобів аналого-цифрового перетворення дозволить підвищити швидкодію, розширити полосу частот сигналів, збільшити співвідношення сигнал/шум. Відзначимо, що помилки, допущені на етапі аналого-цифрового перетворення, важко відокремити від перетвореного сигналу та повністю ліквідувати при подальшій цифровій обробці. Тому слід звертати увагу на величину інструментальних похибок АЦП та ЦАП.

Список використаної літератури

1. Пат. 65165 А Україна, МПК⁷ G 01 R 25/00. Фазометр / Морозова М. М., Ткаченко Л. П.; заявник та патентовласник Нац. технічний ун-т України „Київ. політехн. ін-т”. – № 2003065386; заявл. 10.06.03; опубл. 15.03.04, Бюл. № 3.
2. Пат. 5417 Україна, МПК⁷ G 01 R 25/04. Калібратор фазових зсувів / Морозова М. М., Ткаченко Л. П.; заявник та патентовласник Нац. технічний ун-т України „Київ. політехн. ін-т”. – № 20040503945; заявл. 25.05.04; опубл. 15.03.05, Бюл. № 3.
3. Пат. 6161 Україна, МПК⁷ G 01 R 35/00. Автоматизоване робоче місце метролога / Морозова М. М., Ткаченко Л. П., Морозов О. Ю.; заявник та патентовласник Нац. технічний ун-т України „Київ. політехн. ін-т”. – № 20041008309; заявл. 13.10.04; опубл. 15.04.05, Бюл. № 4.

4. Современные быстродействующие АЦП с большим динамическим диапазоном [Электронный ресурс] / П. Дорофеев, П. Руднев // Электроника: Наука, Технология, Бизнес – 2006. – № 4. – С. 23–25. – Режим доступа : <http://elibrary.ru/item.asp?id=16691011>.
5. Аппертурная неопределенность и рабочие характеристики АЦП [Электронный ресурс] / Б. Браннон, А. Барлоу // Электроника: Наука, Технология, Бизнес – 2006. – № 4. – С. 26–29. – Режим доступа : <http://www.electronics.ru/journal/article/738>.
6. Оптимизация шумовых параметров сигнальных цепей [Электронный ресурс] / Стив Эдвардс (Steve Edwards) // Электронные компоненты – 2013. – № 11. – С. 19–25. – Режим доступа : <http://www.symmetron.ru/articles/noise-reduction-2.pdf>.
7. FAQ по цифровой обработке звука [Электронный ресурс] // CHIP NEWS, – 2009. – № 1(136). – С. 25–28. – Режим доступа : <http://ldsound.ru/wp-content/uploads/2015/08/FAQ-по-цифровой-обработке-звука.pdf>.