УДК 681.396

В.М. КИЧАК, С.Г. БОРТНИК , Н.О. ПУНЧЕНКО

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

Вступ

Одним з важливих напрямків цифрової вимірювальної техніки є створення та використання аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), які є складовими частинами інформаційно-вимірювальних систем, інформаційно-обчислювальних комплексів, різних вимірювальних засобів і приладів. Для вирішення питання щодо використання конкретного АЦП у тій чи в іншій задачі необхідно визначити статичні та динамічні характеристики. Існує ряд методів визначення характеристик перетворення (ХП) АЦП [1]. Переважна більшість з них використовує як тестові постійні рівні напруг (лише амплітудно-частотна характеристика визначається на базі синусоїди). Очевидно, що для оцінювання якості функціонування АЦП при перетворенні швидкоплинних процесів недостатньо знати лише статичні характеристики. У більшості випадків необхідно визначати ХП АЦП у динамічному режимі.

Подальше підвищення точності АЦП у динамічному режимі стримується відсутністю ефективних методів визначення динамічних характеристик АЦП. У зв`язку з цим задача розроблення методу визначення характеристик перетворення АЦП у динамічному режимі є актуальною.

Аналіз публікацій

Основи вимірювань динамічних характеристик було закладено в роботах [1-3]. Складною задачею при визначенні ХП АЦП у динамічному режимі є забезпечення високої продуктивності методу при збереженні адекватності експерименту реальним умовам експлуатації АЦП. Ця мета при забезпеченні деяких умов, які будуть розглянуті нижче, може бути досягнута статистичним методом. Статистичний метод відноситься до методів, що направлені на визначення параметрів ХП, і тому ДХ АЦП, які визначаються за допомогою даного методу залежать від досліджуваного сигналу. На практиці, при статистичному методі переважно як тестовий використовують гармонічний сигнал. Таку тенденцію можна пояснити наявністю атестованих генераторів гармонічних сигналів та їх доступністю, а також існуванням історично сформованих методів дослідження лінійних систем.

Статистична методологія визначення ХП АЦП полягає у накопиченні великої кількості вихідних відліків АЦП з подальшим їх статистичним аналізом. Методи статистичних випробувань базуються на побудові гістограми вихідних кодів АЦП. ХП АЦП у динамічному режимі та параметри АЦП: монотонність, інтегральну та диференціальну нелінійність, можна визначити за накопиченим статистичним рядом кодових значень тестового сигналу перетворювача. При цьому знаходять розподіл частотостей вихідних кодів АЦП та апроксимувальну цей розподіл функцію густини ймовірностей. Умовами коректного випробування АЦП є незалежність та випадковість моментів часу дискретизації тестового сигналу. Як тестові впливи у гістограмних методах використовують трикутні чи синусоїдальні сигнали [4].

При дослідженні ХП АЦП гістограмним методом як вхідний частіше використовують синусоїдальний, а не трикутний сигнал. При відповідній фільтрації можна сформувати синусоїду з низьким рівнем нелінійних спотворень та шумів. На відміну від трикутного сигналу, ймовірність появи кодів для синусоїдального сигналу неоднакова. Для *n*-розрядного АЦП з повномасштабним діапазоном $\pm U_{FS}$ та вхідним синусоїдальним сигналом U_M імовірність появи *i*-го коду дорівнює [4]

$$p(i)=\frac{1}{\pi}\left[\arcsin\left(\frac{U_{FS}(i-2^{n-1})}{U_M 2^n}\right)-\arcsin\left(\frac{U_{FS}(i-1-2^{n-1})}{U_M 2^n}\right)\right]. \quad (1)$$

Для такого сигналу ймовірність появи кодів зростає при пікових значеннях синусоїди поблизу $\pm U_{FS}$, тому що крутість сигналу у цих точках приймає мінімальні значення. Для такого вхідного сигналу теоретична кількість появи *i*-го коду дорівнює

$$h_t(i)=p(i)M\,. \quad (2)$$

Відповідна диференціальна нелінійність для даного рівня квантування дорівнює

$$\delta_{LD}(i)=\frac{h_r(i)}{p(i)M}-1\,. \quad (3)$$

Для підвищення коректності гістограмного тестування необхідно, щоб частота синусоїди не була субгармонікою частоти дискретизації. Амплітуду синусоїдального коливання слід вибирати такою, щоб АЦП був незначно перевантажений за межами діапазону вхідних напруг.

Нелінійність характеристики АЦП є чинником, що значно ускладнює дослідження. Гармонічний сигнал є одночастотним сигналом. Нехай проводиться дослідження АЦП на базі синусоїдального сигналу зі сканувальними частотами ω_1, ω_2, ... ω_K і для кожної з частот похибка перетворення не перевищує задані допустимі значення. За результатами вимірювань робиться висновок, що частотний діапазон (ω_H, ω_B) є робочим діапазоном АЦП. Очевидно, що такий висновок некоректний, тому що в реальних умовах експлуатації АЦП перетворює сигнали, які мають багатий спектральній склад. Через порушення принципу суперпозиції для нелінійних систем, похибка перетворення спектрально багатого сигналу може перевищувати похибку, що виявлена при вимірюваннях на одночастотних сигналах.

Мета дослідження

Мета дослідження полягає у розробленні високопродуктивного методу визначення ХП АЦП у динамічному режимі, що характеризується високою адекватністю отриманих результатів.

Постановка задачі

Для досягнення зазначеної мети необхідно розв'язати такі задачі:
здійснити вибір та обґрунтування тестового сигналу АЦП;
провести дослідження властивостей тестового сигналу;
розробити статистичний метод визначення ХП АЦП;
визначити продуктивність розробленого методу.

Дослідження тестового сигналу АЦП

З метою створення умов для визначення характеристик АЦП в динаміці, адекватних умовам їх експлуатації як сигнал випробування пропонується використати псевдовипадковий сигнал (ПВС). Такий сигнал має переваги випадкових (багатий енергетичний спектр) і детермінованих (можливість контролю форми) сигналів.

З широкого класу ПВС було обрано сигнал, який представляє собою послідовність імпульсів трикутної форми постійної амплітуди, але випадкової тривалості. Ця послідовність трикутних імпульсів з випадковою тривалістю (ПТІВТ) окрім оптимальних енергетичних властивостей має ще одну дуже важливу особливість: її значення розподілені рівномірно у діапазоні зміни амплітуди сигналу і при цьому не виникає ефекту "биття", характерного для періодичних тестових сигналів і пов'язаного з кратністю сигналу та періоду стробування АЦП. Для такого тестового сигналу частота дискретизації АЦП задається згідно вимог теореми Котельникова, при цьому враховуються вищі гармоніки ПТІВТ, що дає можливість послабити ефект накладання спектрів.

Фрагмент ПТІВТ довжиною N імпульсів має вигляд:

$$U^N(t) = \sum_{i=1}^{N} U_i(t) . \tag{4}$$

В інтервалі $t \in (T_{i-1}, T_i]$ трикутний імпульс з крутістю υ дорівнює

$$U_i(t) = (-1)^i \left[1 - \upsilon_i (t - T_{i-1})\right] , \tag{5}$$

де T_i - момент виникнення *i*-го імпульсу.

При використанні періодичного досліджуваного сигналу для вимірювання ХП АЦП з'являється явище "биття", пов'язане з кратністю періоду сигналу випробування та періоду дискретизації. Через один або декілька періодів тестового сигналу вихідна послідовність відліків АЦП також періодизується. Деякі кодові комбінації АЦП при цьому просто не тестуються, тому що імпульс дискретизації не попадає на ділянки аналогового сигналу, які відповідають цим кодовим комбінаціям. При цьому неможливо визначити з чим пов'язано зникнення кодів з вихідної послідовності – з явищем "биття" чи блокуванням цих кодів досліджуваним АЦП. Для того, щоб уникнути "биття" при дослідженнях на періодичному сигналі використовують стохастичну дискретизацію. Проте реалізація генераторів з контрольованим законом розподілу моментів дискретизації не дозволяє тестувати прецизійні перетворювачі.

В робочому діапазоні АЦП крок квантування дорівнює $q_0 = 1/2^n$, де n - розрядність АЦП. Інтервалу q_0 відповідає проміжок часу:

$$t_{q_0} = \frac{q_0}{\upsilon}. \tag{6}$$

Середнє значення t_{q_0} за усіма крутостями можна знайти, усереднюючи (6) по всьому діапазону зміни випадкової величини υ з вагою, що дорівнює густині розподілу $p(\upsilon)$. Значення виразу (6) не залежить від номеру підінтервалу квантування, тому усереднене значення не буде залежати від нього. Отже, для всіх підінтервалів квантування середній час, за який проходить стробування даного інтервалу, однаковий. Тому при відсутності стробоскопічного явища биття, густина розподілу продискретизованих значень вхідного сигналу буде рівномірною.

Для аналізу ефекту биття представимо тривалість будь-якої крутості у вигляді

$$T = n\Delta t + t_\varphi, \;\; n = i_{\min}, \; i_{\min}+1, ..., i_{\max}-1, \tag{7}$$

де $i_{\min}, i_{\max}$ - деякі цілі числа, причому $i_{\min} < i_{\max}$.

Вираз (7) за формою запису аналогічний виразу для операції квантування значення T квантувачем з шириною кванту Δt. У такому випадку t_φ можна трактувати як похибку квантування. Нехай $T_{\min} = i_{\min}\Delta t$, $T_{\max} = i_{\max}\Delta t$. Тоді, якщо вибирати $T_{\min}$, $T_{\max}$ кратними величині Δt, похибка квантування при таких умовах буде рівномірною. Оскільки завжди можна обирати $T_{\min}$ і $T_{\max}$ таким чином, щоб вони задовольняли вищевказаній умові, то рівномірний закон розподілу крутостей ідеально підходить зі статистичної точки зору для формування сигналу випробування. Отже, ПТІВТ не створює ефекту “биття” у вихідній послідовності АЦП.

Визначення ХП АЦП на базі ПТІВТ

На базі запропонованого тестового сигналу найпростіше можна реалізовувати статистичну методологію оброблення відліків АЦП. Цей підхід добре вивчений і використовується для періодичних гармонічних та лінійних сигналів. Проте використання спектрально бідних періодичних сигналів робить цей метод некоректним.

По-перше, він не адекватний реальним умовам експлуатації, в яких АЦП функціонує з широкосмуговими сигналами. Послідовне випробування на гармонічних сигналах змінної частоти не виправляє положення, оскільки через нелінійність АЦП безпосереднє застосування принципу суперпозиції є неправомірним.

По-друге при використанні періодичних випробувальних сигналів важко уникнути стробоскопічного ефекту “биття”, пов’язаного з кратністю частоти вхідного сигналу та частоти дискретизації.

Згідно статистичного методу будується гістограма вихідних кодів АЦП. Цифровий сигнал досліджуваного АЦП реєструється $M \cdot 2^n$ разів і підраховується число випадань M_j кожного $j = 0,1,....,2^n - 1$-го коду досліджуваного АЦП.

Диференціальна нелінійність визначається наступним чином:

$$\delta_{LD} = \frac{U_D}{2^n}(M_j - M), \tag{8}$$

де U_D - динамічний діапазон перетворювача.

Зменшуючи значення δ (і враховуючи тим самим M), можно зробити похибку визначення диференціальної нелінійності надзвичайно низькою.

Значення неперервного випробувального сигналу перетворюється n-розрядним АЦП у дискретну множину кодових комбінацій $(0,1,....,2^n - 1)$ точки переходу з j-ої кодової комбінації на (j+1)-у. Тоді характеристика “вхід-вихід” АЦП однозначно описується впорядкованим набором пар $(\tilde{u}_0,0),(\tilde{u}_1,1).....(\tilde{u}_{2^n-1},2^n-1)$, тому що при зміні вхідного сигналу в інтервалі $[\tilde{u}_j, \tilde{u}_{j+1})$ зберігається j-та кодова комбінація на виході АЦП.

В результаті дослідження АЦП методом накопичення відліків отримується деякий розподіл частот появи кодових комбінацій. Частота випадання будь-якого j-го коду дорівнює $M_j/(M\cdot 2^n)$. Звідки на основі (4) і (8), отримується:

$$\widetilde{U}_i = \frac{U_D}{M\cdot 2^n}\sum_{j=0}^{i} M_j,\ i=0,...,2^n-1. \qquad (9)$$

Використовуючи оцінки рівнів квантування, можна побудувати ХП АЦП. Метод статистичного накопичення з використанням ПВС для вимірювання ХП АЦП дозволяє адекватно оцінити ширину кванта досліджуваного АЦП, але враховуючи, що при цьому про перетворений сигнал лише апріорно відомо густину розподілу амплітудних значень, то неможливо визначити деякі параметри АЦП, такі, наприклад, як немонотонність ХП досліжуваних АЦП. Для виявлення подібного ефекту необхідно мати однозначний зв'язок між амплітудними значеннями сигналів на вході АЦП і його виході, а для цього потрібно відновлювати форму вхідного сигналу.

При відомій формі імпульсу та моментів часу перемикання сигналу при досягненні меж діапазону, встановлення взаємно однозначної відповідності між аналоговими значеннями сигналу та квантованими значеннями сигналу не є складною задачею. Це потребує лише однократної синхронізації з послідовністю відліків АЦП, тобто визначення однієї точки аналогового сигналу, що відповідає будь-якому відліку. Після цього на відомій частоті стробування АЦП і формул, що описують форму імпульсів, можна визначити послідовність $\{x_j\}_j = 1,...,N$ значень аналогового сигналу, пов'язану з отриманою в експерименті послідовністю значень $\{y_j\}_j = 1,...,N$ вихідного сигналу АЦП, де $x_j = x(j\Delta t)$, $y_j = y(j\Delta t)$, а Δt - період стробування АЦП.

Найбільш складним обмеженням, що накладає жорсткі вимоги до формування сигналу випробування є припущення про миттєве перемикання з однієї крутості на іншу. Існує кінцевий час x_i перемикання крутостей, причому, x_i через наявність багатьох чинників доцільно трактувати як випадкову величину, корельовану з крутостями сусідніх імпульсів. Отже, апріорних параметрів недостатньо і необхідно приймати додаткові заходи для усунення невизначеності, пов'язанної з відсутністю чіткого контролю величин x_i. Встановлення однозначної відповідності між значеннями аналогового сигналу та вхідного сигналу АЦП може бути досягнуто лише синхронізацією з аналоговим сигналом на кожній крутості, тобто визначенням початкової фази чи інтервалу часу від першого перетворення на даній крутості за перетвореним АЦП значенням вхідного сигналу.

Розглянутий метод дозволяє повністю відновити вхідний сигнал і використати його для вимірювання ХП АЦП за допомогою методик, спеціально розроблених для детермінованих сигналів, але функціонувати при цьому зі спектрально багатим сигналом випробування.

Аналіз продуктивності методу визначення ХП АЦП

Оцінювання продуктивності запропонованого методу проводиться шляхом аналізу числа операцій, необхідних для оброблення масивів послідовностей $\{x_j\}$ і $\{y_j\}$, які є основою реалізації методу визначення ХП АЦП. Для статистичного методу на базі ПТІВТ використовувася модифікований метод сортування даних [5]. Класичний метод є одним з методів внутрішнього сортування. Модифікація методу сортування використовує наявність масива відліків АЦП $\{y_j\}_{j=1,...n}$ і базується на проведені попереднього оброблення даних.

Нехай досліджується n-розрядний АЦП. Відомі його теоретичні 2^n кодових комбінацій. Для наглядності нехай вони знаходяться в деякому масиві $\{y_j^T\}$. Оцінюється число операцій порівняння, які потрібно в середньому для реалізації цієї процедури. Для отримання достовірних оцінок проводилось накопичення на кожну кодову комбінацію в середньому Q відліків, де Q залежить від прийнятого рівня достовірності, тобто $M_{CM} = Q\cdot 2^n$.

Для першої кодової комбінації необхідно зробити M_{CM} порівнянь, для другої в середньому $(M_{CM}-1)$ порівнянь, для третьої в середньому $(M_{CM}-2Q)$,..., для передостанньої кодової комбінації – в середньому $2Q$ порівнянь.

Загальне число порівнянь дорівнює сумі арифметичної прогресії:

$$C_1 = 0{,}5(M_{CM}+2Q)(2^n-1). \tag{10}$$

В результаті даної процедури отримується частково впорядкована послідовність $\{x_i\}$ і повністю впорядкована послідовність $\{y_i\}$. Часткова впорядкованість тут означає, що аналогові значення, що відповідають одній і тій же кодовій комбінації не будуть упорядковані між собою.

Після попереднього сортування запускається метод класичного сортування. Зважаючи на те, що було проведено попереднє сортування, перестановки елементів $\{x_i\}$ будуть проводитись в середині групи, відповідної кодової комбінації.

Для виконання цієї процедури у випадку немонотонної характеристики перетворення при рівні немонотонності $\pm$ 3 ОМР оцінкою знизу числа операцій буде:

$$C_2 = 0{,}5(2M_{CM}-Q)Q. \tag{11}$$

Користуючись цими виразами можна отримати формулу для обчислення загального числа операцій для реалізації запропонованого методу у випадку модифікованого методу сортування даних

$$C_{CM} = C_1 + C_2 = 0{,}5(M_{CM}+2Q)(2^n-1) + 0{,}5(2M_{CM}-3Q)3Q. \tag{12}$$

Оцінювання продуктивності запропонованого методу виконаємо шляхом порівняння його з гістограмним методом визначення ХП на базі синусоїдального тестового сигналу. Для даного методу загальне число операцій дорівнює [4]:

$$C_{GM} = 0{,}5(M_{GM}+1)(M_{GM}-1). \tag{13}$$

Для оцінювання якості методу пропонується використовувати критерій ефективності, що характеризує виграш у продуктивності:

$$G = \frac{C_{GM}}{C_{CM}}. \tag{14}$$

Необхідний обсяг вибірки для гістограмного методу оцінюється так. Середнє число відліків найменш імовірних кодів (середніх у графіку розподілу) для синусоїди визначається з похибкою, що не перевищує 0,1 ОМР. Для такої похибки обсяг вибірки дорівнює [4]

$$M_{GM} = 50\pi \cdot 2^n. \tag{15}$$

Підставивши (15) і (13) у вираз (14) можна отримати значення коефіцієнта продуктивності. На рисунку 1 представлено залежність продуктивності статистичного методу визначення ХП від розрядності досліджуваних АЦП.

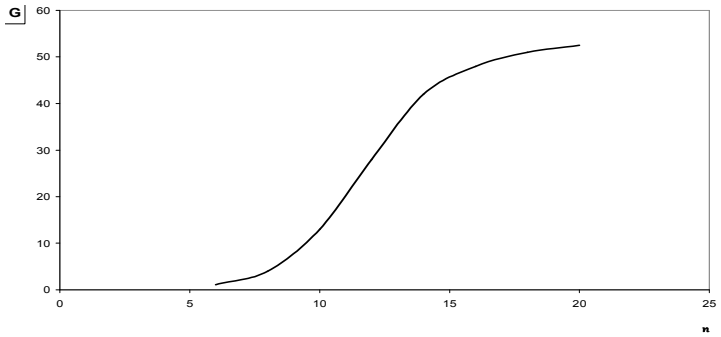

Рисунок 1 – Залежність продуктивності методу від розрядності АЦП

Як видно з графіка даний метод характеризується високими показниками продуктивності особливо для АЦП великої розрядності. Також необхідно підкреслити експресивний характер розглянутого методу. Оцінювання функції “вхід-вихід” проводиться одночасно у всій смузі досліджуваного АЦП.

Висновки

1. В результаті проведеного аналізу різних тестових сигналів, особливості яких впливають на ефективність визначення ХП АЦП, як тестовий запропоновано послідовність трикутних імпульсів з випадковою тривалістю. Виконано дослідження спектральних і статистичних властивостей ПТІВТ з лінійною формою імпульсу з метою його можливого використання як випробувального сигналу при визначенні ХП АЦП. Показано, що даний сигнал має переваги у порівнянні з іншими тестовими сигналами при динамічних вимірюваннях ХП АЦП, в плані забезпечення адекватності умов вимірювання умовам його реально експлуатації. Доведено, що при рівномірній дискретизації даного тестового сигналу відсутні "биття" у вихідній послідовності АЦП.

2. Запропонований метод дослідження АЦП дозволяє діагностувати немонотонність ХП АЦП в динамічному режимі функціонування, а також визначати диференціальну нелінійність перетворювача. Адекватність визначення ХП АЦП обумовлена можливістю моделювання різних динамічних режимів та однаковою контрольованою достовірністю для всіх її дискретних значень. Це забезпечується завдяки гнучкій керованості форми енергетичного спектра випробувального сигналу у заданій смузі частот та рівномірності розподілу значень тактового сигналу в робочому діапазоні.

4. Виконано оцінювання продуктивності запропонованого методу. У порівнянні з гістограмним методом на базі синусоїдального сигналу запропонований метод характеризується виграшем у продуктивності в 1,5 … 48 разів залежно від розрядності досліджуваного АЦП. З урахуванням того, що при контролі на гармонічному сигналі необхідно знімати гістограму розподілу кодів на кількох частотах, а також, враховуючи те, що для розрахунку ХП при використанні гармонічного сигналу потрібні складніші обчислення, можна стверджувати, що запропонований метод дозволяє отримати виграш у часі ще на порядок вищий, при одночасному забезпеченні умов вимірювання, адекватних реальним умовам експлуатації АЦП.

Список літератури

1. Брагин А. Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов/ А. А. Брагин, А. Л. Семенюк. – М.: Издательство стандартов, 1989. – 164с.

2. Гельман М. М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов/ М.М Гельман. – М.: Мир, 1999. – 559 с.

3. Грановский В. А. Динамические измерения / В. А. Грановский – Ленинград: Энергоатомиздат. – 1984. – 224с.

4. Руднев П.И. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений/ П.И.Руднев, Б.А.Хаджи, В.Ю.Чернышев// Радиотехника и электроника. – 1993. – № 10. – С.1968-1876.

5. Загурский В. Я. Использование статистического метода контроля аналого-цифровых преобразователей для расчета динамических погрешностей / В. Я. Загурский, Н.Я. Семенова // Автоматика и вычислительная техника. – 1992. – № 6. – С. 38 – 44.

Стаття надійшла: 27.05.11.

Відомості про авторів

Кичак Василь Мартитнович – д.т.н., професор, зав.кафедрою телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 46-66-65.

Бортник Сергій Геннадійович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м.Вінниця, 21021, тел.59-86-74, sbortnyk@gmail.com

Пунченко Наталія Олегівна – аспірант кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.