

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ТРАКТ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ З ЦИФРОВИМ ОБРОБЛЕННЯМ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

У роботі представлено метод цифрового коригування розрядної нелінійності аналого-цифрового тракту високочастотних сигналів, у рамках якого формування коригувальних членів базується на обробленні вибірок тестового сигналу у часовому та частотному поданні. Доведено, що даний метод характеризується високою ефективністю при високих значеннях нелінійності характеристики перетворення АЦТ.

Ключові слова: аналого-цифровий тракт, високочастотні сигнали, динамічний діапазон.

G.G. BORTNYK, O.V. STALCHENKO, O.I. PALAMARCHUK

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

ANALOG-TO-DIGITAL PATH COMPUTER SYSTEMS DIGITALLY PROCESSING HIGH-FREQUENCY SIGNALS

The method of digital non-linearity correction bit analog-to-digital path computer systems digitally processing high-frequency signals, in which the formation of adjustment members is based on cutting samples test signal in time and frequency representation.

In the proposed method revealed that the frequency-ordered Walsh functions have the same frequency as the linear sequence abuse ADP. Therefore, they can be used to analyze the nonlinearity of conversion ADP.

Found that bit ADP nonlinearity is reflected in the relevant component in basis Walsh. Moreover, the presence of intermodulation components does not distort range Walsh and does not reduce the accuracy of the description ADP nonlinearity, which enables to perform an adequate adjustment path.

Shows the block diagram of the ADP high-frequency signals on the basis of the method of digital correction bit nonlinearity. The following block diagram as calibration algorithm analog-to-digital path high-frequency signals.

Key words: analog-digital path, high-frequency signals, dynamic range.

Вступ

Розвиток і розширення сфер використання комп'ютерних систем оброблення високочастотних (ВЧ) сигналів неможливі без покращення характеристик засобів аналого-цифрового перетворення. Аналого-цифровий тракт (АЦТ), що є однією з найважливіших складових сучасних і перспективних комп'ютерних систем цифрового оброблення ВЧ-сигналів, в значній мірі встановлює їх граничні можливості як за швидкодією, так і за динамічним діапазоном. Тому удосконалення АЦТ ВЧ-сигналів відбувається як шляхом підвищення смуги частот перетворюваних сигналів, так і шляхом розширення динамічного діапазону.

Особливий інтерес до швидкодієвих АЦТ з широким динамічним діапазоном обумовлений тим, що в багатьох комп'ютерних системах з цифровим обробленням сигналів (ЦОС) все частіше використовуються схеми прямого перетворення сигналів без проміжного перетворення частоти, активно розвиваються і широкосмугові пристрої. У більшості цих систем є важливим, щоб АЦТ мав широкий динамічний діапазон для однозначного реєстрування як сильних за рівнем, так і слабких сигналів.

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) є ключовим елементом АЦТ ВЧ-сигналів, що визначає його частотні характеристики. Але останніми роками ситуація з пропозиціями елементної бази швидкодієвих АЦП радикально змінилась. Відбувається стрімкий прорив у галузі створення надшвидкодієвих мікросхем АЦП [1]. Тому основну увагу розробники комп'ютерних систем ВЧ-сигналів зосереджують на розширенні динамічного діапазону АЦТ. Однак, використання відомих методів та підходів у швидкодієвих АЦТ ВЧ-сигналів не дозволяють реалізувати потенційно досяжний динамічний діапазон [2]. Це пояснюється тим, що реальні тракти аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів вносять суттєві спотворення в цифрове представлення сигналів у вигляді паразитних спектральних складових, що обумовлені нелінійністю функціональних елементів АЦТ. У свою чергу, паразитні складові спектра, що виникають у вихідному сигналі АЦТ, призводять до обмеження динамічного діапазону тракту і відповідно комп'ютерної системи цифрового оброблення ВЧ-сигналів.

Таким, чином актуальною задачею є розробка АЦТ з розширеним динамічним діапазоном при збереженні потенційно високої швидкодії перетворювача.

Метою роботи є розширення динамічного діапазону АЦТ високочастотних сигналів за рахунок коригування нелінійності характеристики перетворення (ХП) трактів.

Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- здійснити розроблення методу цифрового коригування розрядної нелінійності аналого-цифрового тракту високочастотних сигналів;
- виконати аналіз ефективності методу цифрового коригування розрядної нелінійності АЦТ;
- розробити структуру АЦТ ВЧ-сигналів з розширеним динамічним діапазоном.

Метод цифрового коригування розрядної нелінійності аналого-цифрового тракту

Розв'язання задачі розширення динамічного діапазону АЦТ можна здійснити за рахунок підвищення лінійності передатної характеристики тракту при перетворенні високочастотних сигналів. Головний принцип автоматичного коригування нелінійності АЦТ полягає в ідентифікації параметрів ХП

АЦТ, що відображають поведінку функції перетворення для широкого класу вхідних ВЧ-сигналів.

Для методу цифрового коригування, що пропонується в роботі, передбачаються такі етапи:

- визначення розрядної нелінійності АЦТ за допомогою методів ЦОС;
- обчислення коригувальних поправок для досліджуваного АЦТ;
- формування скоригованих сигналів АЦТ.

Останнім часом у зв'язку з інтенсивним розвитком комп'ютерних систем з ЦОС привертає увагу повна ортогональна система прямокутних функцій Уолша, що набувають двох значень $+1$ та -1 . Для базису дискретних функцій Уолша існує дискретне перетворення Уолша (ДПУ), яке є узагальненням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) і має такий вигляд [3]:

$$X_W(k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \cdot Wal(k, m), \quad (1)$$

де $Wal(k, m)$ – функції Уолша, що набувають значень $+1$ і характеризується відповідною кількістю переходів через 0.

Слід зазначити, що для ДПУ існують прискорені процедури, що наділяють їх високою конкурентноздатністю відносно традиційних методів на базі ДПФ. Розрізняють три основні системи упорядкування функцій Уолша: двійково-упорядковані або функції Уолша-Пелі $Wal_p(k, m)$; частотно-упорядковані або функції Уолша-Качмажа $Wal_w(k, m)$ та кронекер-упорядковані або функції Уолша-Адамара $Wal_h(k, m)$ [3]. Частотно-упорядковані функції Уолша мають таку ж періодичність, що і послідовності порушення лінійності АЦТ. Тому їх можна застосовувати для аналізу нелінійності ХП АЦТ. Розглянемо, як нелінійність АЦП, що входить до тракту, відображається у спектрі дискретних функцій Уолша.

При застосуванні ДПУ до нелінійності АЦТ з кроком $\frac{\Delta q}{q}$ отримаємо складову спектра у базисі Уолша значенням $\frac{\Delta q}{2q}$ у послідовності з номером $2^{n-i} - 1$. Коефіцієнт 2 є особливістю дискретних функцій Уолша, які можуть мати значення -1 та $+1$. Якщо виникає помилка в $i + 1$ -му розряді АЦТ, то при ДПУ з'являється складова спектра значенням X_i з номером $2^{n-i} - 1$. Значення складової X_i можна знайти як функцію помилки Δq_i і коефіцієнта зважування (кроку квантування) q :

$$X_i = \frac{\Delta U}{2 \cdot q} = \frac{\Delta q_i \cdot 2^i}{2q}. \quad (2)$$

Знак X_i дає інформацію про напрям відхилення від ідеального аналого-цифрового перетворення. Цей знак залежить від виду функцій Уолша. Якщо порівняти функції Уолша з нелінійністю АЦТ, то можна зробити висновок, що для додатного значення нелінійності Δq_3 існує відповідна функція Уолша $Wal_w(3, m)$ з від'ємним коефіцієнтом. Тому, якщо коефіцієнт Уолша – від'ємний, то нелінійність Δq є додатною і навпаки.

Знайдемо взаємозв'язок між розрядною нелінійністю АЦТ та спектральними складовими у базисі Уолша. ХП ідеального АЦТ з n -розрядним АЦП та числом кроків квантування $N = 2^n - 1$ може бути повністю представлена лише $m + 1$ складовими спектра у базисі Уолша. При цьому $X_W(0)$ відповідає зміщенню ХП АЦТ, а інші складові $X_W(k)$ – відповідним вихідним розрядам АЦТ. Тому використання ДПУ дозволяє при відповідному виборі типу тестового сигналу достатньо просто та наочно оцінити нелінійність досліджуваного АЦТ.

З амплітудного спектра Уолша видно рівень нелінійності ХП і чітко визначаються розряди, які впливають на спотворення ХП АЦТ. Для АЦП, що використовують паралельний принцип побудови квантувального блоку, вони однозначно пов'язані з функціонуванням компараторів, які спричиняють виникнення нелінійності. Це дозволяє отримати детальну інформацію про ХП і здійснити ефективне діагностування та коригування роботи усіх складових АЦТ ВЧ-сигналів.

Проаналізуємо нелінійність АЦТ з n -розрядним АЦП, що представлена на рис. 1.

Використання функцій Уолша $Wal(1, 0)$; $Wal(3, 0)$, дає змогу отримати для $n = 4$ та $N = 16$:

$$\begin{aligned} X_W(1) &= -0,5 \cdot \delta_3, \\ X_W(3) &= -0,5 \cdot \delta_2. \end{aligned} \quad (3)$$

Звідси, у загальному випадку, можна записати для i -го розряду АЦТ значення частотної складової у базисі Уолша

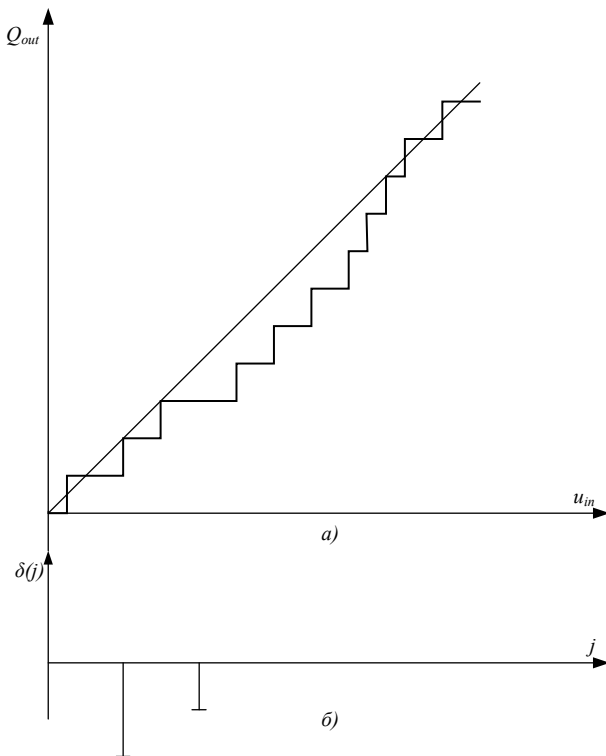


Рис.1. ХП АЦТ з відповідною нелінійністю у базисі Уолша

$$X_W(k) = X[2^{n-i} - 1] = -0,5 \cdot \delta_i, \quad (4)$$

де $i = 0, 1, \dots, n-1$.

Таким чином, розрядна нелінійність АЦТ знаходить своє відображення у відповідній складовій у базисі Уолша. Причому наявність інтермодуляційних складових сигналу не спотворює спектр Уолша і не зменшує точність опису нелінійних властивостей АЦТ, що дає можливість виконати адекватне коригування нелінійності ХП АЦТ.

ДПУ послідовності, що відображає нелінійність АЦТ для кожного спотвореного розряду формує лише одну частотну складову, що спрощує процес визначення поправки для коригування вихідного сигналу АЦТ.

Аналіз ефективності методу коригування розрядної нелінійності АЦТ

Шкала квантування АЦТ будується так, щоб спотворення обмеження не виникали, тому значення u_l збігається з амплітудним значенням сигналу u_m . Коефіцієнт k , що встановлює зв'язок між значеннями параметрів

сигналу та шкали квантування чисельно дорівнює пік-фактору сигналу. Для n -розрядного АЦТ $N = 2^n$, відомо вираз для визначення динамічного діапазону [4]

$$D = 10 \lg \left(\frac{P_s}{P_q} \right) = 20 \lg \frac{u_{in}}{u_{ef}} + 6n - 20 \lg k + 4,8. \quad (5)$$

Найбільше значення завади, що виникає при проходженні АЦП, дорівнює $u_N = 2\delta$. Звідси потужність завади, обумовлена нелінійністю знаходиться як $P_N = 4\delta^2$. Тоді з урахуванням потужності завад, що вносяться нелінійністю ХП АЦТ, його динамічний діапазон можна знайти, пронормувавши нелінійність в одиницях молодшого розряду (ОМР):

$$D = 20 \lg \left(\frac{u_{in}}{u_{ef}} \right) + 6n - 20 \lg k + 4,8 - 20 \lg \left(1 + \frac{2\delta}{q} \right). \quad (6)$$

Уведемо у вираз (6) коригувальну складову, тобто значення поправки Δu . При цьому здійснюється компенсація нелінійності до заданого рівня. Запишемо вираз для динамічного діапазону АЦТ з коригуванням враховуючи, що вхідний сигнал не повинен перевищувати повнодіапазонне значення u_{fs} :

$$D = 20 \lg \left(\frac{u_{in}}{u_{fs}} \right) + 6n - 20 \lg k + 4,8 - 20 \lg \left(1 + \frac{2\delta - \Delta u}{q} \right). \quad (7)$$

Точність формування коригувальної складової визначається середньоквадратичною похибкою оцінювання нелінійності гістограмного методу. Необхідно врахувати також втрати на неоптимальність оброблення послідовності нелінійності L згідно алгоритму ДПУ, що обумовлені квантуванням коефіцієнтів у базисі Уолша та масштабуванням даних:

$$\sigma_L = \frac{u_m \cdot \pi}{2q} \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot 10^{\frac{L}{10}}. \quad (8)$$

Графічна інтерпретація залежності $D = f(\delta)$ 12-розрядного АЦТ для синусоїдального вхідного сигналу має вигляд, зображений на рис. 2.

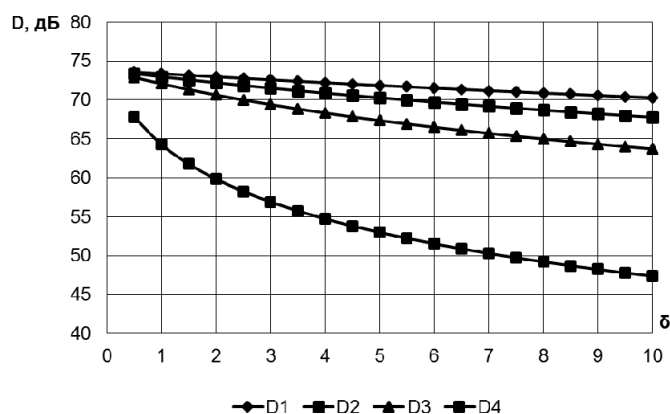


Рис. 2. Залежність динамічного діапазону АЦТ від нелінійності ХП

На базі методу коригування розрядної нелінійності АЦТ, що був запропонований вище, розроблена структура АЦТ ВЧ-сигналів (рис. 3).

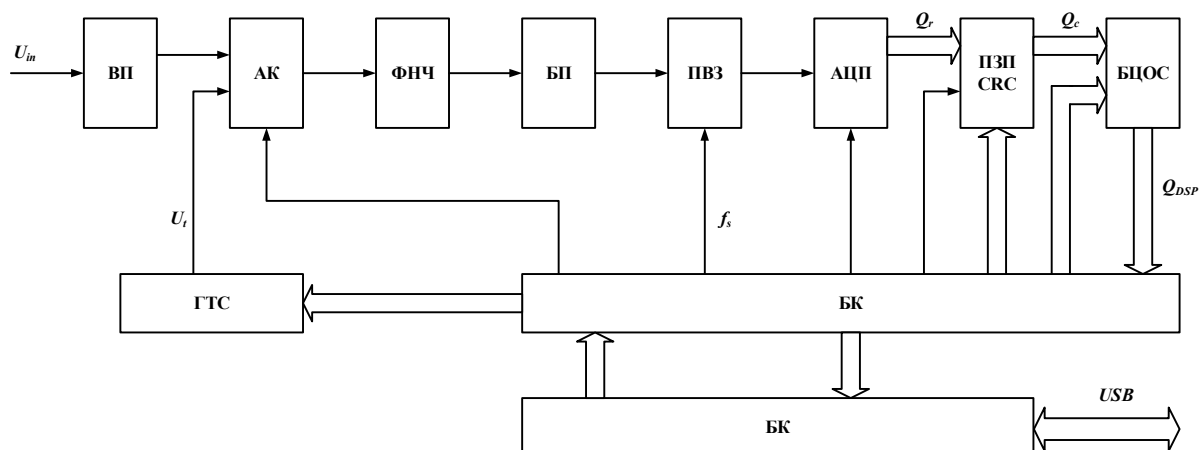


Рис. 3. Структура АЦТ ВЧ-сигналів з цифровим коригуванням розрядної нелінійності

Структура АЦТ складається з аналогової та цифрової частин і АЦП з пристроєм вибірки та зберігання (ПВЗ). Аналогова частина тракту містить послідовно ввімкнені вхідний підсилювач (ВП), аналоговий комутатор (АК), фільтр нижніх частот (ФНЧ) та буферний підсилювач (БП).

Вхідний підсилювач здійснює узгодження джерела сигналів U_{in} з входом АЦТ. Аналоговий комутатор залежно від режиму роботи спрямовує на вхід ФНЧ вхідний ВЧ-сигнал U_{in} чи сигнал U_c з генератора тестових сигналів ГТС. ФНЧ формує частотну характеристику вхідного сигналу, подавляючи його високочастотні складові. Буферний підсилювач має низький вихідний опір і виконує узгодження виходу ФНЧ з подальшими блоками аналого-цифрового перетворення. У ПВЗ здійснюється попереднє аналогове запам'ятовування виборок ВЧ-сигналу на час, що дорівнює періоду дискретизації $T_s = \frac{1}{f_s}$. На

виході АЦП формується цифровий еквівалент Q_r ВЧ-сигналу.

Цифрова частина АЦТ містить постійний запам'ятовуючий пристрій скоригованих кодових сигналів (ПЗК СКС), блок ЦОС (БЦОС), блок керування (БК) та шинний контролер (ШК).

Режим калібрування АЦТ передує основному режиму перетворення. АЦТ калібрується при подачі синусоїдального тестового сигналу з ГТС у всіх точках ХП. Нелінійність АЦТ покращується за рахунок введення поправок в результаті аналого-цифрового перетворення Q_r і записування в ПЗП СКС скоригованих кодових символів Q_c . У блоці ЦОС виконується попереднє цифрове оброблення сигналів Q_c і формування результатів оброблення Q_{dsp} . Блок-схема алгоритму калібрування АЦТ високочастотних сигналів наведена на рис. 4.

Шинний контролер забезпечує взаємозв'язок між АЦТ та комп'ютером системи відповідно до протоколу інтерфейса USB 3.0.

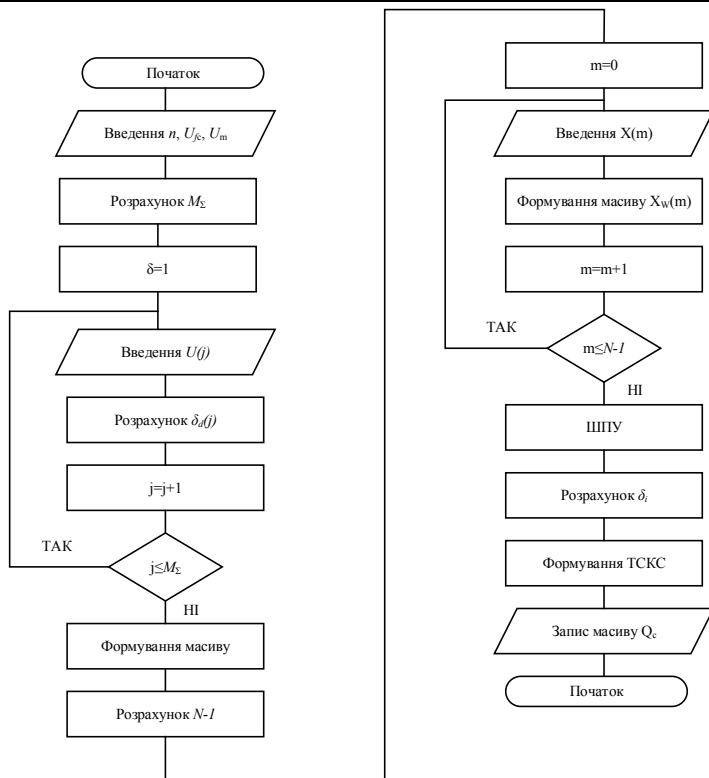


Рис. 4. Блок-схема алгоритму калібрування АЦТ ВЧ-сигналів

Аналіз залежностей для динамічного діапазону дозволяє стверджувати, що ефект від коригування зростає зі збільшенням нелінійності ХП АЦТ і при значенні нелінійності 10 ОМР динамічний діапазон АЦТ з цифровим розрядним коригуванням на 22 дБ ширший, ніж в аналогічного АЦТ без коригування.

Література

1. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с. – ISBN 5-8459-0710-1.
2. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование : пер. с англ. / Уолт Кестер. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с. – ISBN 978-5-94836-146-8.
3. Ахмед Н. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов : пер. с англ. / Н. Ахмед, К.Р. Рао. – М. : Связь, 1980. – 248 с.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с. – ISBN 978-966-641-537-3.

References

1. Ayficher E.S. Cifrovay obrabotka signalov / E.S. Ayficher, B.W. Jervis. – M.: Williams, 2008. – 992 p.
2. Kester W. Analogo-cifrovoye preobrazovsnie / Walt Kester. – M.: Technosphere, 2007. – 1016 p.
3. Ahmed N. Ortogonalnie preobrazavaniy pri obrabotke cifrovux signalov / N. Ahmed, K.R. Rao. – M. : Sviyz, 1980. – 248 p.
4. Bortnyk G.G. Metodu ta zasobu analogo-cifrovogo peretvorenny vysokochastotnih signaliv / G.G. Bortnyk, S.G. Bortnyk, V.M. Kuchak. – Vinnytsya: VNTY, 2013. – 128 p.

Рецензія/Peer review : 17.5.2015 р.

Надрукована/Printed : 20.6.2015 р.

Стаття рецензована редакційною колегією