

**БОРТНИК ГЕННАДІЙ**

Вінницький національний технічний університет

<https://orcid.org/0000-0001-7083-2775>e-mail: [bgen88@gmail.com](mailto:bgen88@gmail.com)**БОРТНИК СЕРГІЙ**

Вінницький національний технічний університет

<https://orcid.org/0000-0002-4290-1750>e-mail: [sbortnyk@gmail.com](mailto:sbortnyk@gmail.com)**КИРИЛЮК СЕРГІЙ**

Вінницький національний технічний університет

e-mail: [kso1996.08@gmail.com](mailto:kso1996.08@gmail.com)

## ПАРАЛЕЛЬНИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З КОРИГУВАННЯМ ЧАСОВОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ВИХІДНОГО СИГНАЛУ

У роботі запропоновано метод розширення динамічного діапазону паралельних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) на базі коригування часової невизначеності вихідного сигналу. Наведена структура паралельного пристрою аналого-цифрового перетворення з багатофазовою дискретизацією, що базується на паралельному нарощуванні декількох каналів АЦП. Доведено, що часова невизначеність вихідного сигналу АЦП проявляється у вигляді періодично повторюваних складових широкопasmового шуму у спектрі цифрового сигналу АЦП. При цьому здійснюється компенсація похибки часової нестабільності у цифровій формі з використанням розкладання у ряд Тейлора.

Аналіз ефективності запропонованого методу підтвердив, що завдяки розробленому методу вдається розширити динамічний діапазон 16-розрядного швидкодіючого АЦП на 25 дБ у смузі високих частот.

Ключові слова: аналого-цифрові перетворювачі, часова невизначеність, багатофазова дискретизація, динамічний діапазон.

BORTNYK GENNADIY, BORTNYK SERHII, KYRYLYUK SERHII

Vinnytsia National Technical University

## PARALLEL ANALOG-DIGITAL CONVERTER WITH CORRECTION OF THE TIME UNCERTAINTY OF THE OUTPUT SIGNAL

The paper proposes a method of expanding the dynamic range of parallel analog-to-digital converters (ADCs) on the basis of adjusting the time uncertainty of the output signal. It was established that the discretization of the input signal in real ADCs of the parallel type is accompanied by a deviation of the actual moments of formation of the signal readings from their nominal position on the time axis. As a result, the phenomenon of temporal uncertainty of the output signal of the parallel ADC occurs. This leads to the appearance of parasitic frequency components in the frequency spectrum of the output signal of the converter, which narrow the dynamic range of the ADC.

The adjustment process consists of two stages: assessment and compensation. At the first stage, the value of time uncertainty is estimated. Finding the error due to time uncertainty is carried out for the input test signal of the ADC with the minimum spectrum width. Time instability error compensation is performed digitally using Taylor series expansion. It was established that with the increase in the number of members of the Taylor series, which take part in the formation of the output signal of the ADC, the accuracy of the adjustment increases, but at the same time, the hardware implementation is complicated and the speed of the ADC adjustment tools deteriorates. To overcome this contradiction, the ADC output signal is formed based on the first three members of the Taylor series.

The structure of a parallel analog-to-digital conversion device with multiphase sampling based on the parallel build-up of several ADC channels is presented. The analog-to-digital conversion device operates in two modes. The calibration stage is performed in a conventionally real time scale. In the operating mode, a real analog signal is applied to the input bus of the ADC. The corrected output signal of the ADC is fed to the output bus of the device.

Analysis of the effectiveness of the proposed method confirmed that thanks to the developed method, it is possible to expand the dynamic range of a 16-bit high-speed ADC by 25 dB in the high frequency band.

Keywords: analog-to-digital converters, temporal uncertainty, multiphase sampling, dynamic range.

### Постановка проблеми

Широкопasmові аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) знаходять широке використання в сучасних програмно-визначених радіоприймальних пристроях. Для підвищення швидкодії таких АЦП використовують архітектуру структурного розпаралелювання процесу аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів. При цьому застосовується багатофазна дискретизація паралельно ввімкнених  $L$  каналів АЦП, що підвищує частоту дискретизації паралельних АЦП в  $L$  разів [1].

Дискретизація вхідного сигналу в реальних АЦП паралельного типу супроводжується відхиленням фактичних моментів формування відліків сигналу від їх номінального положення на осі часу. В результаті виникає явище часової невизначеності вихідного сигналу паралельного АЦП. Це призводить до появи у спектрі частот вихідного сигналу перетворювача паразитних частотних складових, які звужують динамічний діапазон АЦП [2]. Поява нових програмно-визначених радіоприймальних пристроїв з розширеною смугою вхідних сигналів підвищує вимоги до динамічного діапазону перетворюваних сигналів, що обумовлює актуальність дослідження паралельних АЦП з розширеним динамічним діапазоном.

### Аналіз останніх джерел

Дослідженню часової неузгодженості каналів паралельних АЦП присвячені роботи [3, 4], в яких

зокрема доведено, що часова невизначеність вихідних сигналів впливає на динамічний діапазон АЦП і зі збільшенням частоти вхідного сигналу погіршується відношення сигнал/шум швидкодіючих перетворювачів аналого-код. У роботах [5, 6] наведено аналогові та комбіновані методи коригування часової неузгодженості в паралельних АЦП. Слід зазначити, що точність коригування в аналоговій області є недостатньо високою. Натомість цифрова методологія коригування видається перспективнішою і може забезпечити вищу ефективність аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів у широкому динамічному діапазоні.

Метою роботи є розширення динамічного діапазону паралельних АЦП з багатофазовою дискретизацією за рахунок коригування часової невизначеності вхідного сигналу.

### Виклад основного матеріалу

У засобах аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів використовується структурна побудова, що базується на принципі розпаралелювання каналів оброблення з розгортанням у часі. Перший результат оброблення сигналу на виході АЦП з'являється через інтервал часу  $T_L$ , що дорівнює часу перетворення сигналу в одному каналі АЦП. Наступні результати перетворення сигналу будуть з'являтися на виході АЦП з інтервалом  $T_L/L$ . Відхилення реальних моментів відліків  $t_i$ , від їх номінальних значень призводить до того, що вибірки сигналу виконуються в моменти часу  $\tilde{t}_i$ , що відрізняються від номінальних значень на  $\Delta t$ , як це представлено на рис. 1. За час  $\Delta t$  вхідний сигнал встигає змінитись на значення  $\Delta U$ , що призводить до появи у вихідному сигналі небажаних паразитних складових.

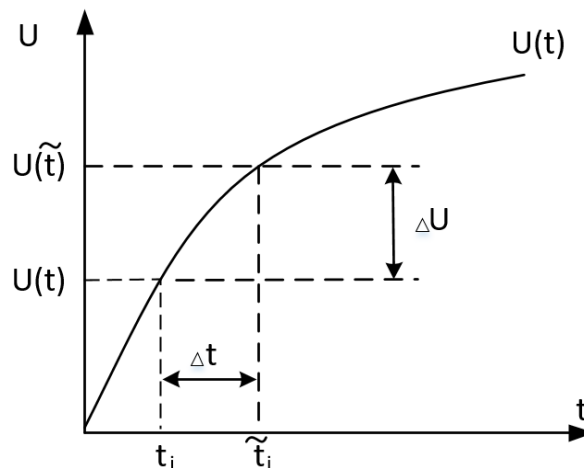


Рис. 1. Механізм виникнення часової невизначеності вихідного сигналу АЦП

Для послаблення цього явища пропонується виконувати коригування часової невизначеності вихідного сигналу АЦП. Процес коригування складається з двох етапів: оцінювання та компенсації. На першому етапі необхідно виконати оцінювання значення часової невизначеності. Знаходження похибки, обумовленої часовою невизначеністю, можна здійснити для вхідного тестового сигналу АЦП з мінімальною шириною спектра. Таким сигналом є однотональний синусоїдальний сигнал  $U_{in}(t) = U_m \cdot \sin(2\pi f_{in} t)$ .

Знаходимо похідну для заданого тестового сигналу АЦП:

$$\frac{\partial U_{in}(t)}{\partial t} = 2U_m \pi f_{in} \cdot \cos(2\pi f_{in} t). \quad (1)$$

Максимальна похибка невизначеності спостерігається в момент, коли  $\cos(2\pi f_{in} t) = 1$ , тобто при  $t = 0$ :

$$\left. \frac{\partial U_{in}(t)}{\partial t} \right|_{\max} = 2U_m \pi f_{in}. \quad (2)$$

З рис. 1 видно, що  $\partial U$  – значення похибки цифрового сигналу АЦП, що відповідає зміні моменту вибірки тестового сигналу АЦП  $\partial t$ . Замінімо  $\partial U$  на  $\Delta U$ , а  $\partial t$  – на  $\Delta t$  і підставимо ці значення у вираз (2), тоді

$$\Delta U = 2U_m \pi f_{in} \cdot \Delta t. \quad (3)$$

З виразу (3) видно, що значення похибки цифрового сигналу АЦП лінійно зростає зі збільшенням частоти вхідного сигналу і в діапазоні високих частот, наприклад при дискретизації радіосигналів у

програмно-визначених радіоприймальних пристроях, особливого значення набуває чистота спектра вихідного сигналу АЦП. Часова невизначеність вихідного сигналу АЦП проявляється у вигляді періодично повторюваних складових широкосмугового шуму у спектрі цифрового сигналу АЦП. Оскільки, смуга частот вихідного сигналу АЦП є досить широкою, вплив шуму, що обумовлений часовою нестабільністю, призводить до ефекту накладання спектра. Знайдемо відношення сигнал/шум АЦП з урахуванням виразу (3):

$$SNR_t = 20 \lg \frac{U_m}{\Delta U} = -20 \lg 2\pi f_{in} \cdot \Delta t. \quad (4)$$

Аналізуючи вираз (4), можна стверджувати, що програмно-визначені радіоприймальні пристрої з широким динамічним діапазоном, які працюють з вхідними радіосигналами високої частоти, повинні характеризуватись низьким рівнем часової нестабільності вихідного сигналу.

Часова нестабільність вихідного сигналу є однією з причин погіршення динамічного діапазону АЦП. Взаємодію цього чинника з шумами інших джерел можна представити у вигляді сумарного відношення сигнал/шум АЦП

$$SNR_{\Sigma} = -20 \lg \left[ (2\pi f_{in} \cdot \Delta t)^2 + \left( \frac{1+\delta}{2^n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

де  $\delta$  – значення нелінійності характеристики перетворення АЦП;

$n$  – число розрядів вихідного коду АЦП.

Перший доданок у цьому виразі – шуми, розраховані з виразу (4), а другий доданок – шуми, обумовлені диференціальною нелінійністю АЦП та ефектом квантування. Таким чином, вираз (5) дає змогу визначити шумові властивості АЦП.

Значення часової нестабільності вихідного сигналу АЦП та його залежність від частоти вхідного тестового сигналу можна знайти з виразу (5). Для цього необхідно виконати два вимірювання. Перше вимірювання виконується для низькочастотного тестового сигналу, для якого вплив часової нестабільності є незначним. Для цього випадку вираз (5) необхідно спростити та перетворити для знаходження нелінійності характеристики перетворення АЦП

$$\delta = 2^n \cdot 10^{-\frac{SNR}{20}} - 1, \quad (6)$$

де  $SNR$  – відношення сигнал/шум АЦП, що визначене при низькочастотному тестовому сигналі.

Відношення сигнал/шум визначається за допомогою спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП з використанням алгоритму швидкого перетворення Фур'є [7]

$$SNR = 10 \lg \frac{U_1^2}{\sum_{l=1}^N U_p^2}, \quad (7)$$

$U_1$  – амплітуда основної складової спектра вихідного сигналу АЦП;

$U_p$  – амплітуди шумових складових спектра вихідного сигналу АЦП.

Наступним етапом вимірювання є визначення відношення сигнал/шум АЦП  $SNR_{\Sigma}$  на граничній частоті тестового вхідного сигналу. У цьому випадку часова нестабільність вихідного сигналу АЦП можна визначити за відсутності впливу нелінійності:

$$\Delta t = \frac{\left[ \left( 10^{-\frac{SNR_{\Sigma}}{20}} \right)^2 - \left( \frac{1+\delta}{2^n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{2\pi f_{in}}. \quad (8)$$

Спектри вихідного сигналу 12-розрядного АЦП для вхідного тестового сигналу з частотою 10 МГц і 160 МГц представлено відповідно на рис. 2,а та рис. 2,б.

Компенсацію похибки часової нестабільності пропонується здійснювати у цифровій формі з використанням розкладання у ряд Тейлора. Вихідний сигнал АЦП зі скомпенсованою похибкою часової нестабільності в межах  $i$ -ї точки відліків буде мати вигляд

$$\hat{U}_i = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_i^{(r)}}{r!} \Delta t_i^r. \quad (9)$$

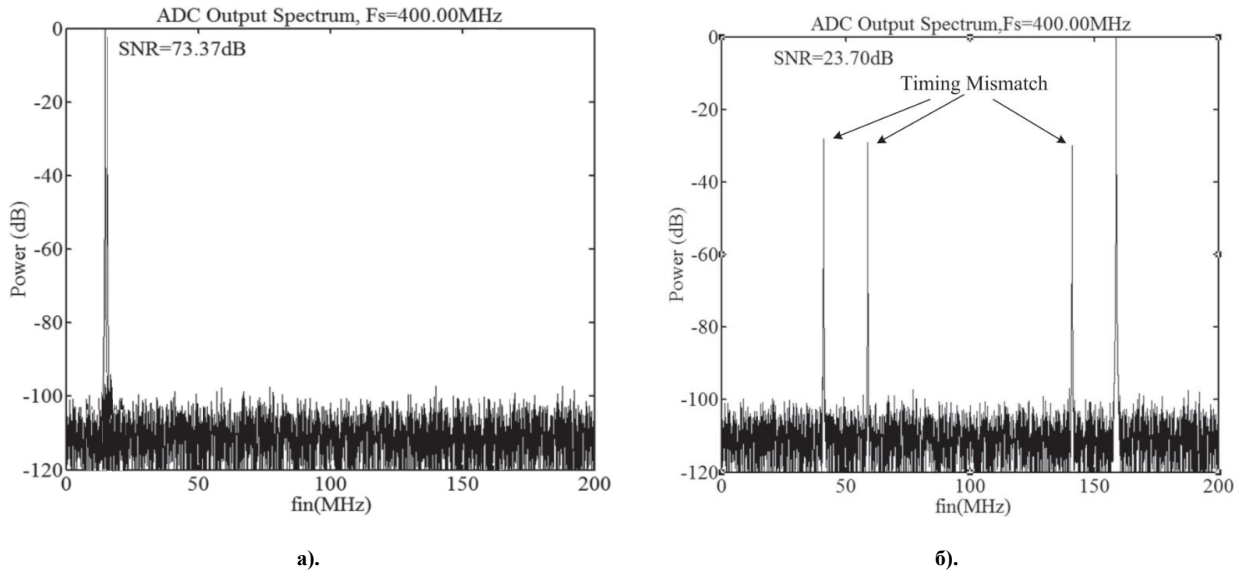


Рис. 2. Спектри вихідного сигналу 12-розрядного АЦП для вхідного синусоїдального сигналу: а) – для вхідного тестового сигналу з частотою 10 МГц; б) – для вхідного тестового сигналу з частотою 160 МГц

З виразу (9) видно, що зі зростанням кількості членів ряду Тейлора, які приймають участь у формуванні вихідного сигналу АЦП, точність коригування зростає, але при цьому ускладнюється апаратна реалізація та погіршується швидкодія засобів коригування АЦП. Для подолання цього протиріччя пропонується формування вихідного сигналу АЦП здійснювати на базі перших чотирьох членів ряду Тейлора. Тоді вираз (9) набуде такого вигляду

$$\hat{U}_i = U_i + \Delta t_i \cdot U'_i + \frac{1}{2} \Delta t_i^2 \cdot U''_i + \frac{1}{6} \Delta t_i^3 \cdot U'''_i . \tag{10}$$

Структура паралельного АЦП, який реалізує запропонований метод коригування часової нестабільності вихідного сигналу представлено на рис.3.

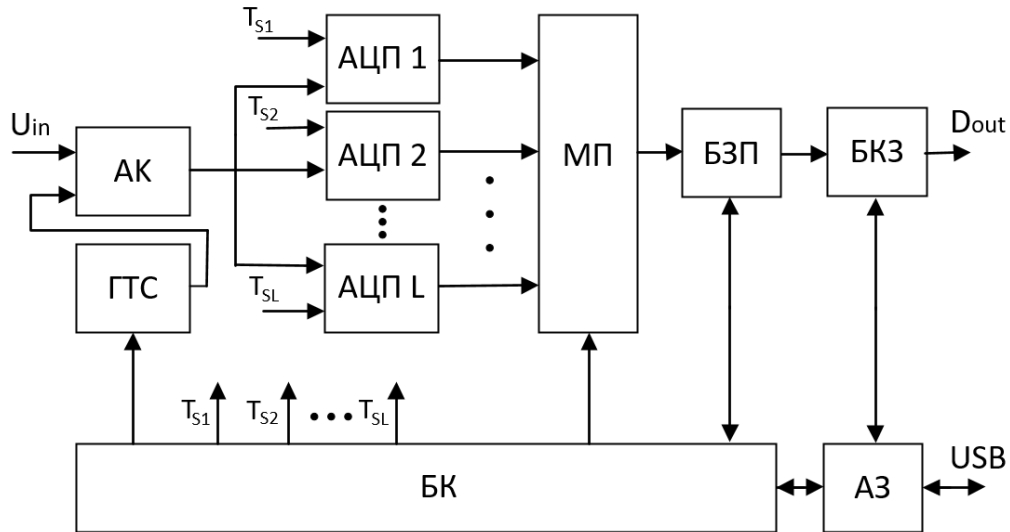


Рис. 3. Структура паралельного АЦП з коригування часової нестабільності вихідного сигналу

АЦП побудовано за паралельною структурою АЦП з багатофазною дискретизацією паралельно ввімкнених  $L$  каналів аналого-цифрового перетворення. Відцифровані значення вхідного сигналу з кожного каналу АЦП через мультиплексор МП надходять на буферний запам'ятовувальний пристрій БЗП. Пристрій аналого-цифрового перетворення функціонує у двох режимах. У режимі калібрування формується тестовий сигнал синусоїдальної форми за допомогою генератора тестових сигналів ГТС, який через аналоговий комутатор АК подається на входи АЦП1 - АЦПL. Массив цифрових вибірок АЦП з БЗП через адаптер зв'язку та шину USB подаються в комп'ютер, де відбувається розрахунок значень  $\Delta t$  та формування коригувальних членів. Етап калібрування виконується в умовно-реальному масштабі часу, тобто, накопичення вхідного масиву даних здійснюється з робочою швидкістю передачі без втрати

інформації, а розрахунок коригувальних членів та запис їх значень в блоці коригування сигналу БКС виконується з частотою, доступною для функціонування комп'ютера. У робочому режимі на вхідну шину АЦП подається реальний аналоговий сигнал. Скоригований вихідний сигнал АЦП з виходу БКС подається на вихідну шину пристрою. Блок керування БК формує імпульси дискретизації для кожного каналу АЦП та синхросигнали для узгодженого функціонування усіх складових АЦП.

Виконаємо аналіз ефективності запропонованого методу розширення динамічного діапазону паралельного АЦП. Вищерозглянутий спосіб оцінювання відношення сигнал/шум АЦП базуються на застосуванні односигнальної методики визначення параметрів перетворювачів. Водночас АЦП в програмно-визначених радіоприймальних пристроях функціонують з широкосмуговими сигналами, тому значення динамічних параметрів АЦП при роботі зі спектрально насиченими сигналами за результатами вимірювань на одночастотних сигналах є некоректними [8]. З метою отримання адекватних умов функціонування радіоприймальної апаратури параметрів АЦП, пропонується використовувати двотональні тестові сигнали при дослідженні динамічного діапазону перетворювачів [9]. Визначення динамічного діапазону АЦП виконується за спектральною методикою згідно виразу

$$D_{ADC} = 10 \lg \frac{U_1^2 + U_2^2}{\sum_{k=1}^N U_k^2}, \tag{11}$$

$U_k$  – амплітуди інтермодуляційних і гармонічних складових спектра вихідного сигналу АЦП.

Спектри вихідного сигналу АЦП без і після коригування часової невизначеності представлені на рис. 4.

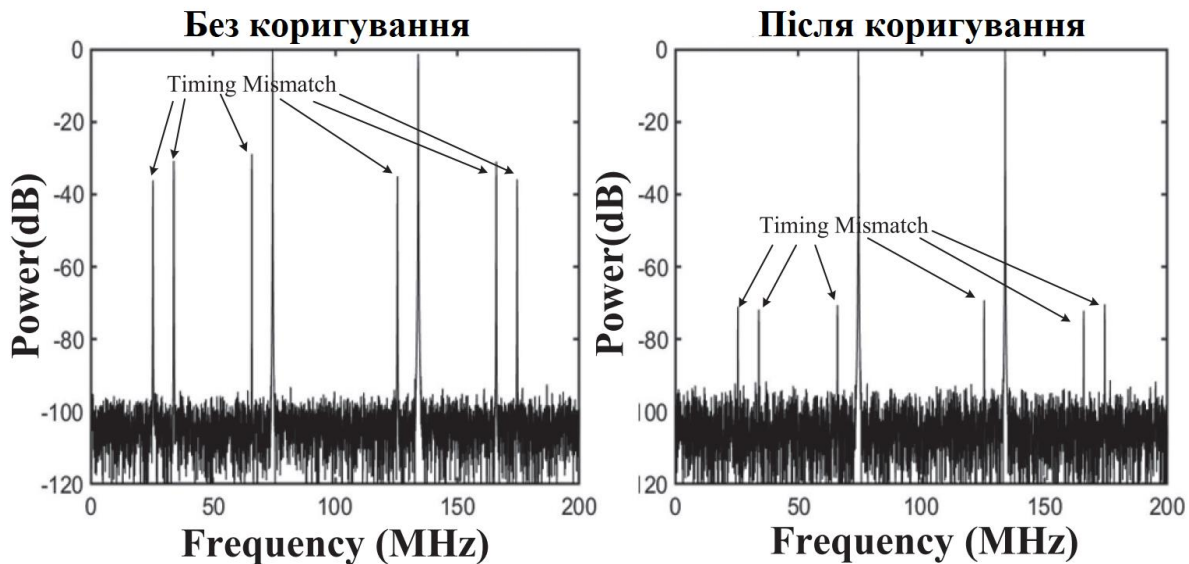


Рис. 4. Спектри вихідного сигналу АЦП для двотонального вхідного сигналу

Змінюючи частоту вхідного сигналу можна отримати залежність динамічного діапазону АЦП від частоти вхідного сигналу. На рис. 5 представлено залежність динамічного діапазону 16-розрядного АЦП в режимі без коригування (нижня крива) і з коригуванням (верхня крива) від пронормованої частоти вхідного

сигналу  $f_{in}/f_s$ .

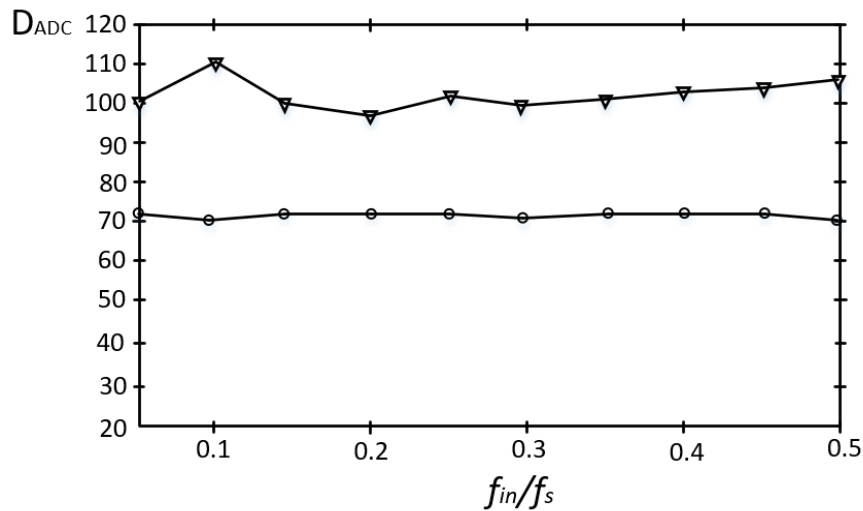


Рис. 5. Залежність динамічного діапазону АЦП від нормованої частоти вхідного сигналу

Як видно з графіків у режимі з коригуванням динамічний діапазон пристрою аналого-цифрового перетворення обмежується лише розрядністю використаних АЦП. Водночас динамічний діапазон паралельних АЦП без коригування часової невизначеності демонструє зниження на 25 дБ порівняно з АЦП, що використовує запропонований метод коригування.

### Висновки

У роботі запропоновано метод розширення динамічного діапазону паралельних АЦП на базі коригування часової невизначеності вихідного сигналу. Встановлено, що дискретизація вхідного сигналу в реальних АЦП паралельного типу супроводжується відхиленням фактичних моментів формування відліків сигналу від їх номінального положення на осі часу. В результаті виникає явище часової невизначеності вихідного сигналу паралельного АЦП. Це призводить до появи у спектрі частот вихідного сигналу перетворювача паразитних частотних складових, які звужують динамічний діапазон АЦП.

Процес коригування складається з двох етапів: оцінювання та компенсації. На першому етапі виконується оцінювання значення часової невизначеності. Знаходження похибки, обумовленої часовою невизначеністю здійснюється для вхідного тестового сигналу АЦП з мінімальною шириною спектра. Компенсація похибки часової нестабільності виконується у цифровій формі з використанням розкладання у ряд Тейлора.

Наведена структура паралельного пристрою аналого-цифрового перетворення з багатофазовою дискретизацією, що базується на паралельному нарощуванні декількох каналів АЦП.

Аналіз ефективності запропонованого методу підтвердив, що завдяки розробленому методу вдається розширити динамічний діапазон 16-розрядного швидкодіючого АЦП на 25 дБ у смузі високих частот.

Запропонований паралельний АЦП можна використовувати в аналого-цифрових трактах пристроїв програмно-керованого радіо.

### Література

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г. Г. Бортник, С.Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128с.
2. Бортник Г. Г. Аналого-цифрові тракти комп'ютерних систем з цифровим обробленням високочастотних сигналів: монографія / Г. Г. Бортник, В.М. Кичак, О.В. Стальченко. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 140 с.
3. H. Mafi, M. Yargholi, and M. Yavari, "Digital Blind Background Calibration of Imperfections in Time-Interleaved ADCs", IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 6, pp. 1504–1514, Jun. 2017.
4. B. T. Reyes, R. M. Sanchez, A. L. Pola, and M. R. Hueda, "Design and Experimental Evaluation of a Time-Interleaved ADC Calibration Algorithm for Application in High-Speed Communication Systems", IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 5, pp. 1019–1030, May 2017.
5. A. Salib, M. F. Flanagan, and B. Cardiff, "A High-Precision Time Skew Estimation and Correction Technique for Time-Interleaved ADCs", IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 66, no. 10, pp. 3747–3760, Oct. 2019.
6. A. M. A. Ali, H. Dinc, P. Bhoraskar, S. Bardsley, C. Dillon, M. McShea, J. P. Periathambi, and S. Puckett, "A 12-b 18-GS/s RF Sampling ADC With an Integrated Wideband Track-and-Hold Amplifier and Background Calibration", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 55, no. 12, pp. 3210–3224, Dec. 2020.
7. Г.Г. Бортник, "Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності", Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, С. 47-50, 2002.

8. Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.В. Стальченко, “Пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів”, Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 3, С. 82-85, 2013.

#### References

1. Bortnyk H.H. Metody ta zasoby analoho-tsyfrovoho peretvorennia vysokochastotnykh syhnaliv: monohrafiia / H. H. Bortnyk, S.H. Bortnyk, V. M. Kychak. – Vinnytsia: VNTU, 2013. – 128s.
2. Bortnyk H. H. Analoho-tsyfrovi trakty kompiuternykh system z tsyfrovym obroblenniam vysokochastotnykh syhnaliv: monohrafiia / H. H. Bortnyk, V.M. Kychak, O.V. Stalchenko. – Vinnytsia: VNTU, 2016. – 140 s.
3. H. Mafi, M. Yargholi, and M. Yavari, “Digital Blind Background Calibration of Imperfections in Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 6, pp. 1504–1514, Jun. 2017.
4. B. T. Reyes, R. M. Sanchez, A. L. Pola, and M. R. Hueda, “Design and Experimental Evaluation of a Time-Interleaved ADC Calibration Algorithm for Application in High-Speed Communication Systems”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 5, pp. 1019–1030, May 2017.
5. A. Salib, M. F. Flanagan, and B. Cardiff, “A High-Precision Time Skew Estimation and Correction Technique for Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 66, no. 10, pp. 3747–3760, Oct. 2019.
6. A. M. A. Ali, H. Dinc, P. Bhoraskar, S. Bardsley, C. Dillon, M. McShea, J. P. Periathambi, and S. Puckett, “A 12-b 18-GS/s RF Sampling ADC With an Integrated Wideband Track-and-Hold Amplifier and Background Calibration”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 55, no. 12, pp. 3210–3224, Dec. 2020.
7. H.H. Bortnyk, “Shvydkodiuchy analoho-tsyfrovyi peretvoriuvach pidvyshchenoi tochnosti”, Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu, № 5, S. 47-50, 2002.
8. H.H. Bortnyk, M.V. Vasykivskyi, O.V. Stalchenko, “Prystrii analoho-tsyfrovoho peretvorennia vysokochastotnykh syhnaliv”, Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh, № 3, S. 82-85, 2013.