

ОБРОБКА ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

УДК 621.317.7

Р. В. Кочан

ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ ФУНКЦІЇ ПЕРЕТВОРЕННЯ ОДНОБІТНОГО СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОРА ТРЕТЬОГО ПОРЯДКУ

There is developed the simulation model of single-bit third order sigma-delta modulator. Also using this model there are investigated influence of integrators' nonlinearity on modulator's nonlinearity. There are identified integrators' nonlinearity decreasing coefficients by sigma-delta modulator.

Keywords: *analog to digital converter, sigma-delta modulator, delta-sigma modulator, integral nonlinearity.*

За допомогою розробленої імітаційної моделі однобітного сигма-дельта модулятора третього порядку досліджено вплив нелінійності інтеграторів на вид нелінійності функції перетворення модулятора у цілому. Визначено коефіцієнти подавлення нелінійності інтеграторів сигма-дельта модулятором третього порядку.

Ключові слова: *аналого-цифровий перетворювач, сигма-дельта модулятор, дельта-сигма модулятор, інтегральна нелінійність.*

Широке поширення засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового опрацювання сигналів привело до того, що аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом майже всіх вимірювальних систем. У системах вимірювання електричних величин власне метрологічні характеристики АЦП визначають характеристики системи в цілому, тому покращення параметрів АЦП є актуальним завданням.

Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму займають перетворювачі на базі сигма-дельта модулятора (СДМ) [1, 2]. Їхню високу точність забезпечують структурно-алгоритмічні методи – встановлення нуля та калібрування, що дає змогу усунути вплив на результат перетворення адитивної та мультиплікативної складових похибки перетворення. Тоді похибка результату перетворення визначається в основному похибками джерела напруги калібрування, комутуючого пристрою і не виключеною похибкою АЦП, в якому домінуючою є похибка, зумовлена нелінійністю його функції перетворення (ФП).

Хоча похибкою нелінійності зазвичай нехтують, а для багатьох АЦП її не нормують, вона обмежує потенційно досяжну точність. Наприклад, для 24-розрядного АЦП типу AD7714 [3] похибка нелінійності досягає 15 ppm, що відповідає лише 16-му розряду. Отже, молодші 8 розрядів результату перетворення є априорі неточними, а з погляду традиційної метрології – надлишковими. Тому для підвищення точності перетворення АЦП понад 15 ppm (0,0015%) слід коригувати нелінійну складову похибки перетворення. Складність її корекції полягає у тому, що вона має дуалістичну природу: вона є систематичною для кожного окремого АЦП і випадковою для серії однотипних АЦП. Крім того, параметри функції нелінійної складової похибки залежать від режиму роботи АЦП, тому одноразове визначення функції нелінійної складової похибки з метою подальшого її коригування не дає змоги підвищити точність АЦП.

У [4, 5] запропоновано методи, які дають змогу визначати інтегральну нелінійність ФП АЦП у тестових точках з високою точністю. При цьому кількість тес-

© Р. В. Кочан, 2013

тових точок може сягати від однієї до декількох десятків, залежно від складності тестової схеми. Для корекції нелінійної складової функції похибки перетворення необхідно на базі отриманих значень нелінійності в тестових точках побудувати коригуючу функцію та враховувати поправку на кожен результат аналого-цифрового перетворення. Вибір виду коригуючої функції вимагає дослідження її характеру. Оскільки нелінійна складова ФП СДМ визначається нелінійністю ФП інтегратора кола прямого поширення сигналу [6], для цілеспрямованого вибору виду функції, призначеної для корекції нелінійної складової похибки аналого-цифрового перетворення, необхідно дослідити вплив параметрів інтеграторів на характер нелінійності СДМ та АЦП в цілому. Ця робота присвячена дослідженню однієї з точок СДМ третього порядку.

Винятково експериментальні дослідження впливу параметрів інтеграторів на нелінійну складову ФП СДМ не можуть бути достатньо інформативними через:

- вплив похибки взірцевого обладнання;
- складність формування інтеграторів з наперед заданою з високою точністю нелінійною ФП;
- великий обсяг досліджень.

Тому пропонуємо провести дослідження шляхом обчислювального експерименту.

Опубліковані результати досліджень нелінійності ФП СДМ [7, 8] передбачають синхронну зміну параметрів інтеграторів, що цілком не характерно для СДМ високого порядку, оскільки кожен з інтеграторів є незалежним компонентом. Тому доцільно провести дослідження впливу як кожного окремого інтегратора на ФП СДМ, так і їхньої комбінації з несинхронними параметрами.

Імітаційна модель СДМ третього порядку. Структуру однобітного СДМ третього порядку зображено на рис. 1. Вона складається з кола прямого поширення сигналу і кола зворотного поширення сигналу. Коло прямого поширення сигналу містить три суматори – \otimes , три інтегратори – \int та синхронний компаратор SC (який складається з генератора тактових імпульсів G, асинхронного компаратора та синхронного D-тригера TT). Коло зворотного поширення сигналу складається з однобітного цифро-аналогового перетворювача DAC, який керується вихідним кодом СДМ.

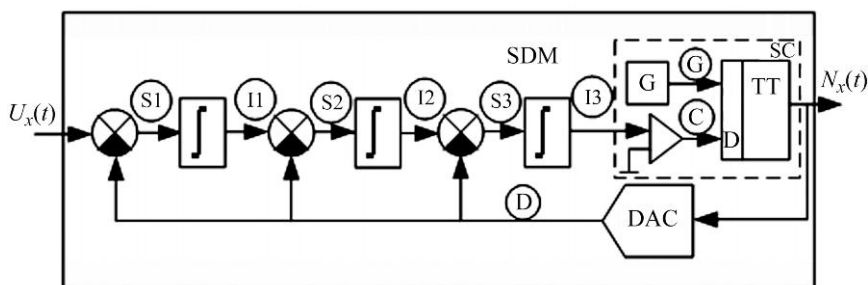


Рис. 1. Структура однобітного СДМ третього порядку.

Характерні точки СДМ позначено на рис. 1, а залежності напруг у цих точках від часу t є компонентними рівняннями імітаційної моделі такого СДМ. Топологічне рівняння лінійної моделі цього СДМ можна описати системою рівнянь

$$\begin{cases}
U_{S1}(t) = U_X(t) - U_D(t) \\
U_{I1}(t) = \frac{1}{\tau_1} \int_0^t U_{S1}(t) dt \\
U_{S2}(t) = U_{I1}(t) - U_D(t) \\
U_{I2}(t) = \frac{1}{\tau_2} \int_0^t U_{S2}(t) dt \\
U_{S3}(t) = U_{I2}(t) - U_D(t) \\
U_{I3}(t) = \frac{1}{\tau_3} \int_0^t U_{S3}(t) dt \\
U_C(t) = \begin{cases} 1, & U_{I2}(t) > 0 \\ 0, & U_{I2}(t) \leq 0 \end{cases} \\
U_G(t) = \begin{cases} 1, & t \in [k \times T, (k+0,5) \times T] \\ 0, & t \in ((k+0,5) \times T, (k+1) \times T) \end{cases} \\
N_X(t) = \begin{cases} U_C(t), & (U_G(t) = 1) \wedge (U_G(t - \Delta t) = 0) \\ N_X(t - \Delta t) \end{cases} \\
U_D(t) = \begin{cases} E, & N_X(t) = 1 \\ -E, & N_X(t) = 0, \end{cases}
\end{cases} \quad (1)$$

де U_X – вхідна напруга; N_X – послідовність вихідних імпульсів, які відповідають напрузі U_X ; $U_{S1}, U_{S2}, U_{S3}, U_{I1}, U_{I2}, U_{I3}, U_C, U_G, U_D$ – напруги у відповідних точках схеми СДМ; τ_1, τ_2, τ_3 – постійні часу інтеграторів; T – період генератора тактових імпульсів; k – ціле число; $\Delta t \rightarrow 0$ – крок часу моделювання; E – напруга ЦАП зворотного зв'язку.

Виходячи з (1), а також враховуючи те, що вихідний сигнал СДМ є синхронним та дискретним, вихідний код АЦП n розраховують як

$$n = \sum_{i=l}^{l+M} N_X(i \times T), \quad (2)$$

де $M = 2^K$ – максимальне число квантів АЦП, яке визначається його розрядністю K ; t_1 – час, необхідний інтеграторам для “входження” в робочий режим (закінчення перехідного процесу формування періодичного вихідного сигналу, пов'язаного з перезарядом початкового значення заряду конденсатора); $l = \frac{t_1}{T}$ – кількість від-

ліків за час t_1 , які не враховують для закінчення зазначеного перехідного процесу.

Вхідну напругу АЦП за результатами перетворення обчислюють згідно з

$$U'_X = 2 \times E \left(\frac{n}{M} - 0,5 \right).$$

Основними параметрами, які зумовлюють нелінійність інтегратора, є обмежена смуга пропускання та обмежений коефіцієнт підсилення його підсилювача [9, 10]. Вагомий вплив цих чинників зумовлений тим, що частота роботи інтегратора відповідає частоті генератора тактових імпульсів, яка, наприклад, для АЦП типу AD7714 становить 1 або 2,5 МГц. Дослідження [5–8] виявили, що вплив обмеженої смуги пропускання на СДМ є нехтуючи малим, тому доцільно досліджувати лише вплив на нелінійність ФП СДМ обмеження на високій частоті коефіці-

ента підсилення підсилювача інтегратора.

Значений вплив пропонуємо врахувати як лінійну зміну постійної часу інтегрування виразу (1) від значення вихідної напруги інтегратора, що після інтегрування забезпечить апроксимацію ФП інтегратора фрагментом параболи

$$\tau_i = \tau_{0i} \times \left(1 + s \times k_\tau \times U'_{Li}\right); \quad s = \begin{cases} -1, & U'_{Li} > 0 \\ +1, & U'_{Li} < 0 \end{cases}; \quad i = \overline{1,3}, \quad (3)$$

де τ_{0i} – “початкове” значення постійної часу інтегрування відповідного інтегратора; s – множник, який забезпечує симетричні зміни значення сталої часу інтегрування для від’ємних та додатних напруг; k_τ – відносна зміна постійної часу інтегрування в діапазоні можливих вихідних напруг інтегратора; U'_{Li} – вихідна напруга інтегратора на попередньому кроці інтегрування.

Розроблена імітаційна модель орієнтована на аналіз у часовій області і реалізує принцип асинхронного інкрементного моделювання зі сталим кроком дискретизації.

Виходячи з [11, 12], робочий діапазон СДМ визначаємо напругою ЦАП зворотного зв’язку, частотою генератора тактових імпульсів, а також сталими часу інтеграторів. У таблиці наведено сталі часу інтеграторів для декількох діапазонів – стрічка U_{XMAX} , розраховані для частоти генератора – 100 kHz, та напруги ЦАП ± 5 V.

Параметри інтеграторів

U_{XMAX}, V	2,5	3	3,5	4	4,5
$1/\tau_1$	$3,3 \cdot 10^4$	$2,4 \cdot 10^4$	$1,7 \cdot 10^4$	$1,1 \cdot 10^4$	$5,2 \cdot 10^3$
$1/\tau_2$	$2,8 \cdot 10^4$	$2,2 \cdot 10^4$	$1,6 \cdot 10^4$	$1,0 \cdot 10^4$	$5,1 \cdot 10^3$
$1/\tau_3$	$5,0 \cdot 10^4$				

Апробація моделі. Верифікація розробленої імітаційної моделі проведена шляхом аналізу параметрів лінійної імітаційної моделі СДМ та моделі СДМ, що враховує нелінійність інтеграторів. ФП лінійного СДМ є ступінчатою функцією, яку можна лінеаризувати відрізком прямої, що проходить через початок координат, а похибка лінеаризації не перевищує одиниці молодшого розряду. Нелінійність ФП лінеаризованої моделі дорівнює нулю по всьому діапазону перетворення.

Для лінійної моделі СДМ на рис. 2 зображено часові залежності сигналів СДМ для вхідних напруг 0 та U_{XMAX} для декількох варіантів СДМ з параметрами з таблиці. На залежностях вихідну напругу першого інтегратора позначено чорною лінією, вихідний сигнал другого – коричневою, вихідний сигнал третього – червоною, вихідний сигнал модулятора – синьою. Вхідну напругу позначено фіолетовою горизонтальною лінією. Ці залежності за формою відповідають сигналам у відповідних точках СДМ, що описані у [13–15]. Максимальне значення вихідних напруг інтеграторів не перевищує значення напруги ЦАП зворотного зв’язку, отже, модулятор працює в лінійному режимі, а значення в таблиці є коректними. Отже, розроблену лінійну імітаційну модель СДМ можна вважати адекватною.

Вплив нелінійності інтегратора на його вихідний сигнал для інтеграторів задаємо виразом (3). Внаслідок її дії вихідні сигнали СДМ є дещо спотвореними, порівняно з сигналами зображеними на рис. 2 для відповідних вхідних напруг, тому неможливо перевірити дію нелінійності інтегратора шляхом знаходження різниці між відповідними сигналами в однакові моменти часу. Приклад вихідних

сигналів СДМ для випадку $U_X = U_{XMAX} = 2,5 \text{ V}$ зображено на рис. 3. Як видно, ці графіки суттєво відрізняються від відповідного варіанту рис. 2.

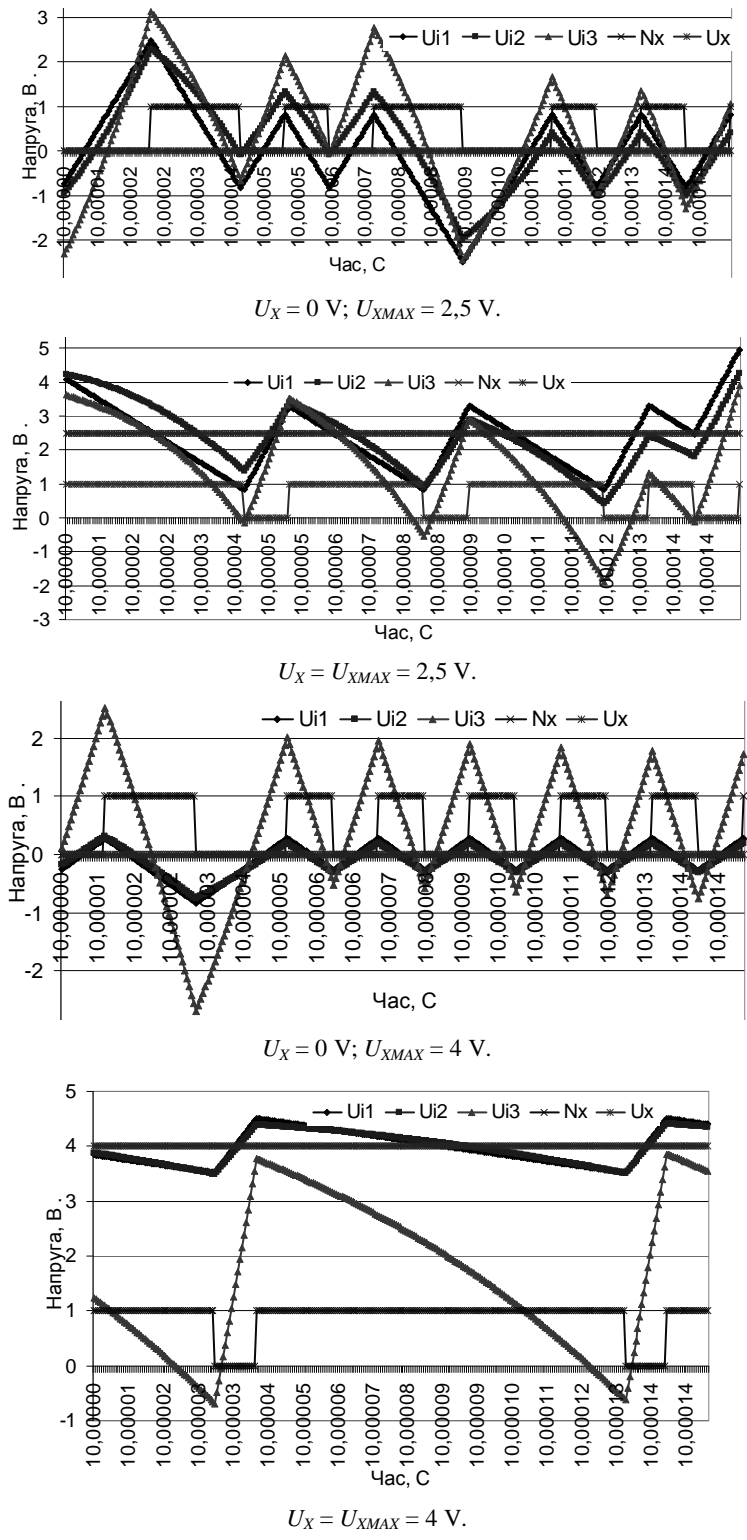


Рис. 2. Сигнали лінійного СДМ.

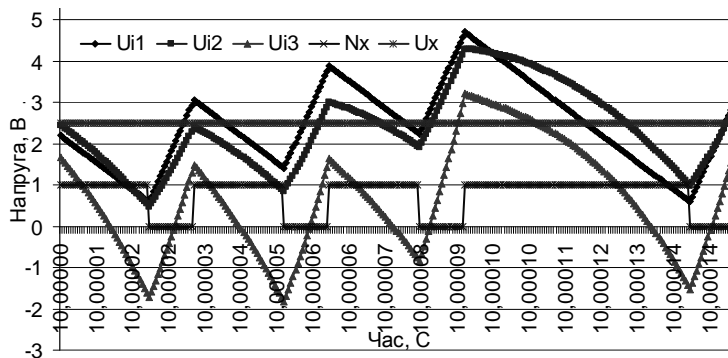


Рис. 3. Сигнали нелінійного СДМ для випадку $U_x = 2,5 \text{ V}$; $U_{x\text{MAX}} = 2,5 \text{ V}$.

Нелінійність ФП першого інтегратора можна виявити шляхом побудови уявного відрізка прямої через дві крайні точки відрізка ламаної, яка описує вихідний сигнал інтегратора, та розрахунку різниці між цим уявним відрізком та сигналом інтегратора. Графік нелінійності, отриманий таким шляхом, зображено на рис. 4. Він є фрагментом параболи, отже, моделювання нелінійності першого інтегратора проводиться коректно.

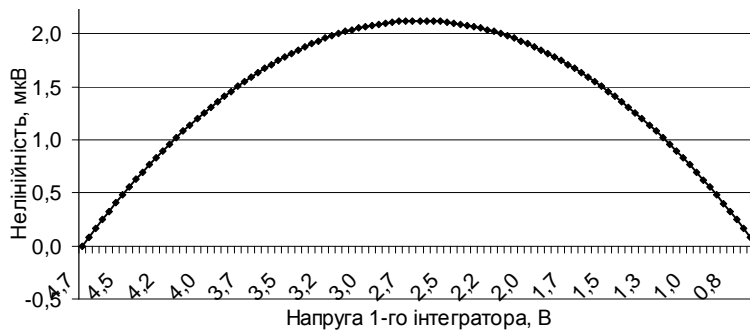


Рис. 4. Нелінійність першого інтегратора.

Виявити нелінійність ФП другого та третього інтеграторів таким самим чином неможливо, оскільки їхні вихідні сигнали і в лінійному режимі описується нелінійними функціями з невідомими параметрами, тому пропонується дослідити вплив нелінійності інтеграторів на статистичні параметри вихідного сигналу модулятора. Для цього необхідно порівняти вихідні сигнали СДМ з лінійним і нелінійним інтеграторами та виявити різницю. На рис. 5 зображено гістограми різниць вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором для входних напруг 0 та $U_{x\text{MAX}}$ для варіантів СДМ, зображених на рис. 2. Рівень нелінійності першого інтегратора становить 0,1%. Стовпчик гістограми 0 відповідає різниці кодів 0, тобто коли вихідний сигнал СДМ збігається для двох модуляторів у певний момент часу, стовпчики -1 та 1 відповідають випадкам, коли вихідні сигнали двох СДМ не збігаються у певний момент часу. Як видно з гістограм, від 62 до 86% вихідної послідовності лінійного СДМ збігається з вихідною послідовністю СДМ з нелінійним першим модулятором, тобто нелінійність першого інтегратора на рівні 0,1% спотворює від 14 до 38% вихідних кодів СДМ.

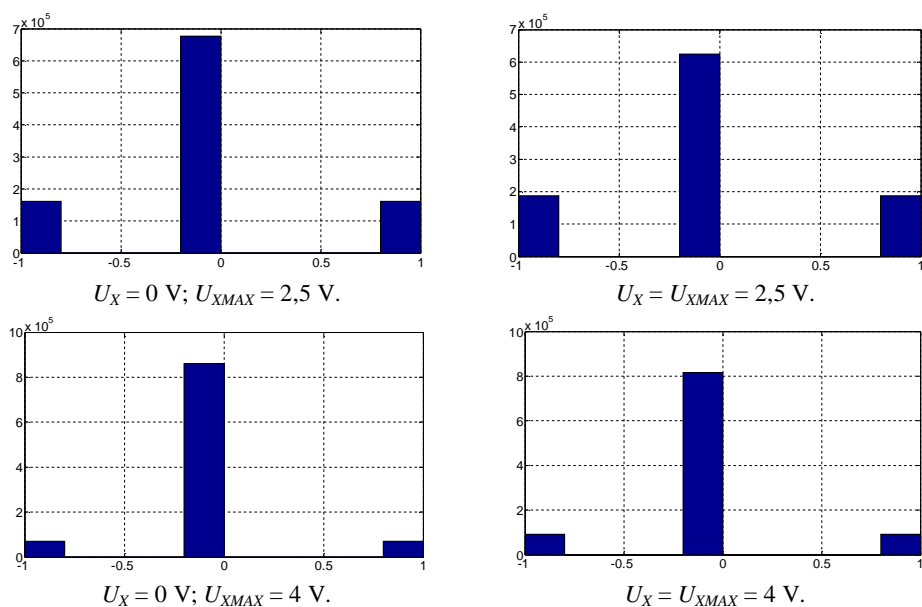


Рис. 5. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором.

На рис. 6 подано гістограму різниці вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором. Дослідження проведено для тих самих варіантів, які зображено на рис. 5, і для однакового рівня нелінійності. Як видно з гістограм, нелінійність другого модулятора на рівні 0,1% спотворює лише від 6 до 28% вихідних кодів СДМ. Тобто рівень спотворень вихідних кодів модулятора від дії нелінійності другого інтегратора є в 1,4–2,3 рази нижчим порівняно з дією нелінійності першого інтегратора. Це може бути пояснено тим, що шлях спотворень у колі прямого поширення сигналу при нелінійному першому інтеграторі є довшим порівняно з нелінійним другим інтегратором.

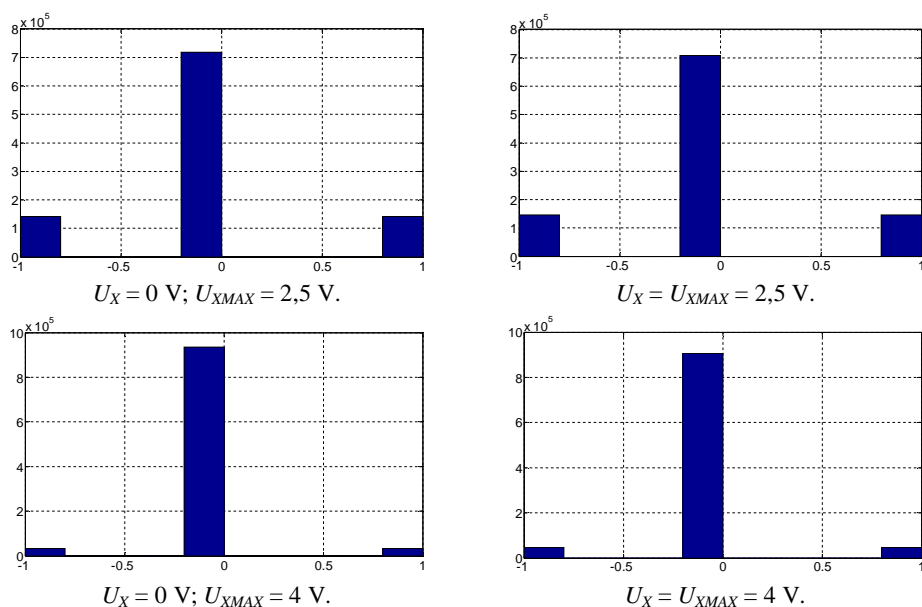


Рис. 6. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором.

Дослідження спотворень, спричинених дією нелінійності третього інтегратора, виконані за аналогічною методикою, виявили, що рівень спотворень вихідного коду становить 5...27%. Цей рівень спотворень є дещо нижчим, ніж рівень спотворень при нелінійному другому інтеграторі, оскільки шлях спотворень у колі прямого поширення сигналу є ще коротшим.

Дослідження впливу першого інтегратора на нелінійність СДМ. Аналіз впливу нелінійності інтегратора на нелінійність ФП СДМ проводили шляхом знаходження абсолютної похибки, приведеної до входу перетворювача, при дії нелінійності на перший інтегратор. Дослідження проводили для СДМ з діапазонами $U_{XMAX} = 2,5 \text{ V}$; $U_{XMAX} = 3,0 \text{ V}$; $U_{XMAX} = 3,5 \text{ V}$; $U_{XMAX} = 4,0 \text{ V}$ та $U_{XMAX} = 4,5 \text{ V}$. Рівень нелінійності інтегратора для кожного модулятора вибирали 0,1% та 0,3%.

На рис. 7 зображено нелінійність СДМ для вказаних діапазонів при нелінійності першого інтегратора 0,1%. Як видно з графіків:

- функція нелінійності є непарна, отже, дослідження можна проводити на одній полярності;
- максимальний рівень нелінійності ФП СДМ є обернено пропорційним до його діапазону або прямо пропорційним до розмаху вихідного сигналу першого інтегратора;
- нелінійність ФП СДМ має значну випадкову складову, яку можна пояснити великим кроком зміни вхідної напруги.

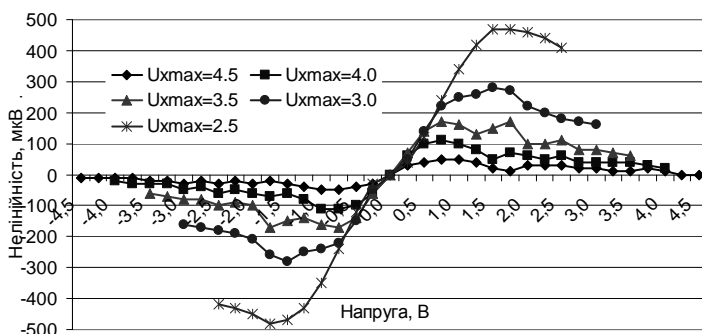


Рис. 7. Нелінійність ФП СДМ при нелінійному першому інтеграторі.

На рис. 8 подано нелінійність ФП СДМ для однієї полярності вхідного сигналу для діапазонів $U_{XMAX} = 2,5 \text{ V}$ – найвища крива; $U_{XMAX} = 3,0 \text{ V}$; $U_{XMAX} = 3,5 \text{ V}$; $U_{XMAX} = 4,0 \text{ V}$ та $U_{XMAX} = 4,5 \text{ V}$ – найнижча крива. Крок зміни вхідної напруги 0,01 V. Подальше зменшення кроку недоцільне, оскільки не веде до підвищення точності через вплив похибки дискретності АЦП.

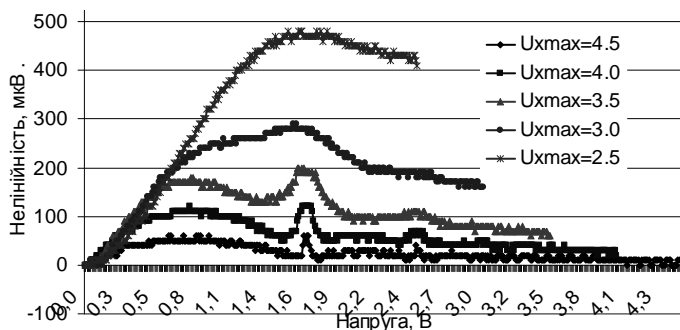


Рис. 8. Нелінійність ФП СДМ при нелінійності першого інтегратора 0,1%.

Отримані криві підтверджують висновок, що максимум нелінійності ФП СДМ є обернено пропорційним до його діапазону. З вигляду отриманих кривих можна зробити висновок, що вони мають детермінований характер, отже, при корекції нелінійної складової похибки перетворення її вплив можна суттєво зменшити.

На рис. 9 зображено нелінійність ФП СДМ для тих самих варіантів, що і на рис. 8, але для випадку втричі більшої нелінійності першого інтегратора, тобто 0,3%. Як видно, вигляд кривих не змінився, лише, приблизно, втричі зросла їх амплітуда та зменшився вплив похибки дискретності АЦП.

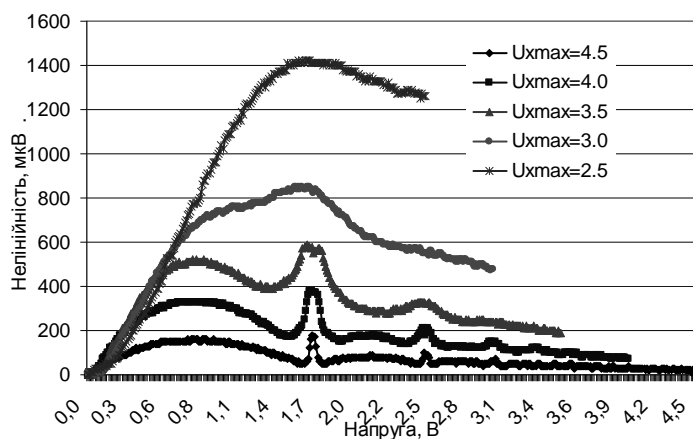


Рис. 9. Нелінійність ФП СДМ при нелінійності першого інтегратора 0,3%.

На рис. 10 у подвійному логарифмічному масштабі подано залежність максимальної похибки нелінійності СДМ від нелінійності інтегратора для модуляторів, зображених на рис. 8, 9. Діапазон зміни нелінійності інтегратора – від 0,01 до 10%.

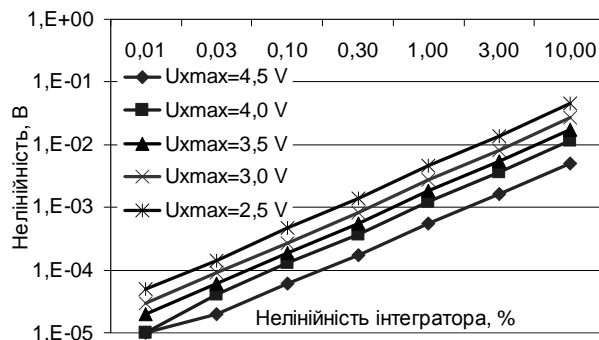


Рис. 10. Залежність максимального значення нелінійності ФП СДМ від нелінійності першого інтегратора.

Виходячи з поданих на рис. 10 залежностей, можна розрахувати коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора сигма-дельта модулятором

$$K = \frac{\Delta_{УП} \delta_{NL}}{\Delta_{NL} 100\%},$$

де $\Delta_{УП}$ – розмах вихідної напруги інтегратора; δ_{NL} – відносне значення похибки нелінійності інтегратора; Δ_{NL} – нелінійність ФП СДМ.

На рис. 11 подано залежність коефіцієнта подавлення від значення нелінійності інтегратора. З отриманих результатів можна зробити такі висновки:

- зі збільшенням розмаху вихідного сигналу інтегратора (зменшенням діапазону) зменшується коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора;
- визначення коефіцієнта подавлення нелінійності першого інтегратора для малих значень нелінійності інтегратора обмежується дискретністю СДМ;
- коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора залишається постійним для широкого діапазону зміни нелінійностей інтегратора.

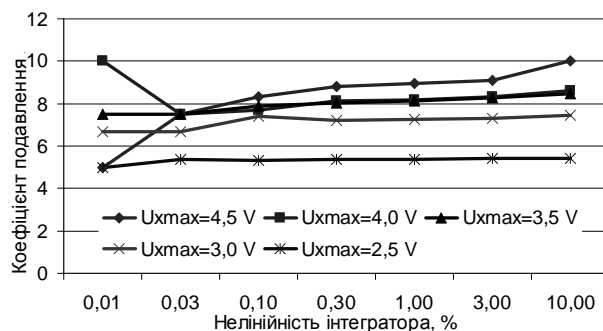


Рис. 11. Коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора.

Дослідження впливу другого та третього інтеграторів на нелінійність СДМ. Методика дослідження впливу нелінійності другого та третього інтеграторів на нелінійність СДМ була аналогічною до методики дослідження впливу нелінійності першого інтегратора. Додатково дослідження проводили для нелінійності інтегратора 1 та 10%. Всього досліджували понад 1000 можливих комбінацій параметрів СДМ для дослідження впливу нелінійності кожного з інтеграторів. У всіх випадках похибка СДМ не перевищувала похибки дискретності, отже, коефіцієнт подавлення нелінійності другого інтегратора є не меншим ніж 25000, а коефіцієнт подавлення нелінійності третього інтеграторів є не меншим ніж 50000. Отже, вплив нелінійності другого та третього інтегратора є нехтучи малим порівняно з впливом нелінійності першого інтегратора.

ВИСНОВКИ

Розроблена імітаційна модель однобітного сигма-дельта модулятора третього порядку, де інтегратори представлено незалежними нелінійними субмоделями, дала змогу дослідити вплив нелінійності інтеграторів на нелінійність функції перетворення модулятора та аналого-цифрового перетворювача в цілому. Проведені дослідження дали змогу виявити такі особливості:

- нелінійність функції перетворення першого інтегратора має складний характер впливу на нелінійність функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора;
- нелінійність функції перетворення другого інтегратора має принаймні в 2500 разів менший вплив на нелінійність функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора, ніж нелінійність функції перетворення першого інтегратора;
- нелінійність функції перетворення третього інтегратора має принаймні в 5000 разів менший вплив на нелінійність функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора, ніж нелінійність функції перетворення першого інтегратора;
- максимальне значення нелінійності функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора прямо пропорційне до нелінійності першого інтегратора та розмаху його вихідної напруги;
- коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора є обернено пропорційним до розмаху його вихідної напруги.

1. *Fowler K.* Part 7: analog-to-digital conversion in real-time systems. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 2003. – 6, № 3. – P. 58–64.
2. *Kester W.* Which ADC Architecture Is Right for Your Application? // Analog Dialogue. – 2005. – 39, № 2. – P. 11–19 (URL: <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf>).
3. *24-Bit Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC with 2 Analog Input Channels – AD7714 Data Sheets* (<http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>).
4. *Патент 200703921* Україна, МПК 7H01H51/00 / Р. В. Кочан, О. В. Кочан. – Пристрій визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів. Заявл. 10.04.2007.
5. *Кочан Р.* Лінеаризація характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів з високою роздільною здатністю // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2009. – № 2. – С. 7–12.
6. *Kochan R., Klym H.* Simulation Model of Delta-Sigma Modulator // CD of Xth Int. Conf. “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science” TCSET’2010. February 23–27, 2010. – Lviv–Slavske. – 2010. (URL: [CD/articles/248_article.pdf](http://www.tcset.com.ua/CD/articles/248_article.pdf)).
7. *Кочан Р.* Вплив параметрів інтеграторів на нелінійність дельта-сигма модулятора високого порядку // 36. пр. наук.-техн. конф. “Обчислювальні методи і системи перетворення інформації”, 7–8 жовтня 2010 р. – Львів. – 2010. – С. 203–206.
8. *Кочан Р.* Вплив параметрів інтеграторів на нелінійність сигма-дельта модулятора високого порядку // Відбір та обробка інформації. – 2010. – 33(109). – С. 52–59.
9. *Марше Ж.* Операционные усилители и их применение / Пер. с франц. – Л.: Энергия, 1974. – 216 с.
10. *Орнатский П. П.* Автоматические измерения и приборы: Уч. для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. – К.: Высш. шк. Главное изд-во, 1980 – 560 с.
11. *Кочан Р.* Лінійний режим роботи однобітного багатоконтурного сигма-дельта модулятора // Матеріали 18-ї Міжнар. конф. з автоматичного управління (Автоматика–2011). 28–30 вересня 2011. – Львів. – 2011. – С. 384–385.
12. *Kochan R.* Linear mode of single bit high order Sigma-Delta Modulator // Proc. of 12th Int. Workshop “Computational Problems of Electrical Engineering” (CPEE’2011). – Ukraine, Kostryna: Trans-Carpatian region, September 5–7. – 2011. – P. 22.
13. *Аналого-цифровое преобразование* / Под. ред. У. Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
14. *Domenico Luca Carni, Domenico Grimaldi.* State of Art on the Tests for $\Sigma\Delta$ ADC // 15th IMECO TC4 Symposium and 12th Workshop on ADC Modelling and Testing, September 19–21, 2007. – Romania Iasi. – 2007.
15. *Шахов Э. К.* $\Sigma\Delta$ -АЦП: процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации // Датчики и системы. – 2006. – № 11. – С. 50–57.