автоматических систем регулирования / Под ред. А.С. Клюева. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 368 с. 4. A. O'Dwyer. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules (2nd Edition), Dublin Inst. Technol., 2006, 545 p. 5. Кубрак А. І., Жученко А.І., Кваско М.З. Комп'ютерне моделювання та ідентифікація автоматичних систем: навч. посібник. – К.: Політехніка, 2004. – 424 с. 6. Голінко І.М., Ковриго Ю.М. Аналіз гібридної системи керування за імпульсною характеристикою об'єкта // Наукові вісті НТТУ "КПІ". – 2010. – № 2(49). – С. 30–33. 7. Ануфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнова Е.Н. MATLAB 7. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 1104 с. 8. Graphical Analysis 3 [http://www.vernier.com/soft/ga.html ("International" page)]. 9. Никулин Е.А. Основы теории автоматического управления. Частотные методы анализа и синтеза систем. – СПб.: БХВ – Петербург, 2004.- 640 с. 10. Стефани Е.П. и др. Сборник задач по основам автоматического регулирования теплоэнергетических процессов. – М.: Энергия, 1973. – 336 с.

УДК 621.317.7

Р. Кочан[1], О. Нечай[2]
[1]Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем,
[2]Академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного,
кафедра електромеханіки та електроніки

ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ ОДНОБІТНОГО СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОРА ТРЕТЬОГО ПОРЯДКУ

© Кочан Р., Нечай О., 2013

Розроблено імітаційну модель однобітного сигма-дельта модулятора третього порядку, що дає змогу дослідити вплив параметрів компонентів модулятора на функцію перетворення модулятора загалом. За допомогою розробленої моделі досліджено вплив нелінійності інтеграторів на нелінійність модуляторів третього порядку з різними параметрами. Отримані результати дають змогу оптимізувати параметри інтеграторів для мінімізації нелінійності функції перетворення сигма-дельта модуляторів третього порядку, а також цілеспрямовано вибирати коригувальну функцію при корекції нелінійної складової похибки аналого-цифрових перетворювачів на основі таких модуляторів.

Ключові слова: сигма-дельта модулятор, інтегральна нелінійність, імітаційне моделювання.

There is developed the simulation model of single bit third order sigma-delta modulator. This model provides investigation the influence of components' parameters on whole modulator's parameters. There was investigated the modulator's nonlinearity dependence of integrators' nonlinearity for single bit third order sigma-delta modulators with different parameters. The obtained results allow to make optimization of integrators' parameters for minimization the nonlinearity of third order sigma-delta modulator and rationally select the correction function for correction the nonlinear error of analog to digital converters based on these modulators.

Key words: sigma-delta modulator, integral nonlinearity, simulation.

Вступ

Поширення засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового опрацювання сигналів призвело до того, що аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом практично всіх вимірювальних систем. В системах вимірювання електричних величин власне метрологічні характеристики АЦП визначають характеристики системи загалом, тому покращення параметрів АЦП є актуальною задачею.

Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму займають перетворювачі на основі сигма-дельта модулятора (СДМ) [1, 2]. Їх високу точність забезпечують структурно-алгоритмічні методи – встановлення нуля та калібрування, що усуває вплив на результат перетворення адитивної та мультиплікативної складових похибки перетворення. Тоді похибка результату перетворення визначається переважно похибками джерела напруги калібрування, комутуючого пристрою і невиключеною 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 апріорі неточними, а з погляду традиційної метрології – надлишковими. Тому для підвищення точності перетворення АЦП понад 15 ppm. (0,0015 %) необхідно коригувати нелінійну складову похибки перетворення. Складність її коригування 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 однократне 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 тестових точок може сягати від однієї до декількох десятків залежно від складності тестової схеми. Для коригування нелінійної складової функції похибки перетворення необхідно на основі 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 коригування нелінійної складової похибки аналого-цифрового перетворення, необхідно дослідити вплив параметрів інтеграторів на характер нелінійності СДМ та АЦП загалом. У роботі досліджено однобітний СДМ третього порядку.

Лише 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 об’ємом досліджень.

Тому пропонується 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 дослідити вплив як кожного окремого інтегратора на ФП СДМ, так і їхньої комбінації з несинхронними параметрами.

2. 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 – ⊗, три інтегратори – ∫ 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.

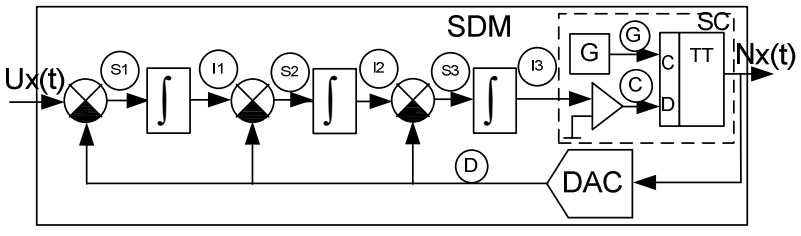


Рис. 1. Структура однобітного СДМ третього порядку

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

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

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 – натуральне число; $\Delta t \to 0$ – крок часу моделювання; E – напруга ЦАП зворотного зв'язку.

Враховуючи (1), а також 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; $t1$ – час, необхідний інтеграторам для "входження" в робочий режим (закінчення перехідного процесу формування періодичного вихідного сигналу, пов'язаного з перезарядом початкового значення заряду конденсатора); $l = \dfrac{t1}{T}$ – кількість відліків за час $t1$, які не враховуються для закінчення зазначеного перехідного процесу.

Вхідна напруга АЦП за результатами перетворення розраховується 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 факторів 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] показали, що вплив обмеженої смуги пропускання на СДМ є нехтівно малим, тому доцільно досліджувати лише вплив на нелінійність ФП СДМ обмеження на високій частоті коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора.

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

$$\tau_i = \tau_{0i} \times \left(1 + s \times k_\tau \times U_{I\,i}^{/}\right); s = \begin{cases} -1, U_{I\,i}^{/} > 0 \\ +1, U_{I\,i}^{/} < 0 \end{cases}; i = \overline{1,3}, \quad (3)$$

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; $U_{I\,i}^{/}$ – 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.

Враховуючи [11, 12], робочий діапазон СДМ визначається напругою ЦАП зворотного зв'язку, частотою генератора тактових імпульсів, а також сталими часу інтеграторів. У табл. 1 наведено сталі часу інтеграторів для декількох діапазонів – стрічка U_{XMAX}, розраховані для частоти генератора – 100 кГц, та напруги ЦАП ± 5 В

Таблиця 1

Параметри інтеграторів

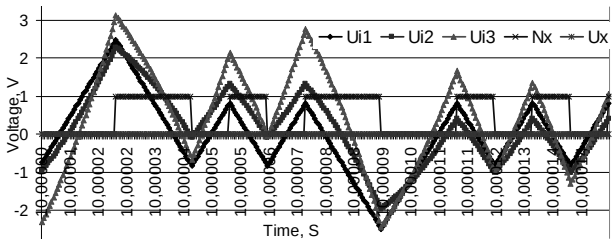
U_{XMAX}	2,5	3	3,5	4	4,5
$1/\tau_1$	3.3×10^4	2.4×10^4	1.7×10^4	1.1×10^4	5.2×10^3
$1/\tau_2$	2.8×10^4	2.2×10^4	1.6×10^4	1.0×10^4	5.1×10^3
$1/\tau_3$	5×10^4				

3. Верифікація моделі СДМ

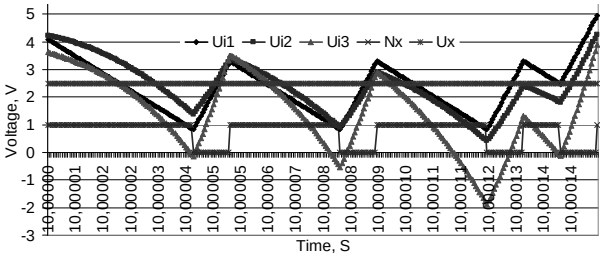
Розроблену імітаційну модель верифіковано шляхом аналізу параметрів лінійної імітаційної моделі СДМ та моделі СДМ, що враховує нелінійність інтеграторів. ФП лінійного СДМ є ступінчастою функцією, яку можна лінеаризувати відрізком прямої, що проходить через початок координат, а похибка лінеаризації не 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 табл. 1. 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 табл. 1 є коректними. Отже, розроблену лінійну імітаційну модель СДМ можна вважати адекватною.

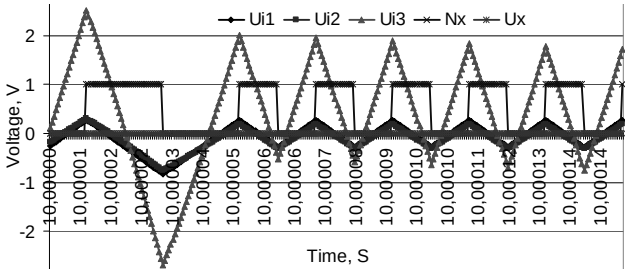
Вплив нелінійності інтегратора на його вихідний сигнал для інтеграторів задається виразом (3). Внаслідок її дії вихідні сигнали СДМ є дещо спотвореними, порівняно з сигналами представленими на рис. 2 для відповідних вхідних напруг, тому неможливо перевірити дію нелінійності інтегратора шляхом знаходження різниці між відповідними сигналами в однакові моменти часу. Приклад вихідних сигналів СДМ для випадку $U_X = U_{XMAX} = 2{,}5B$ представлено на рис. 3. Як видно, ці графіки суттєво відрізняються від відповідного варіанту рис. 2.



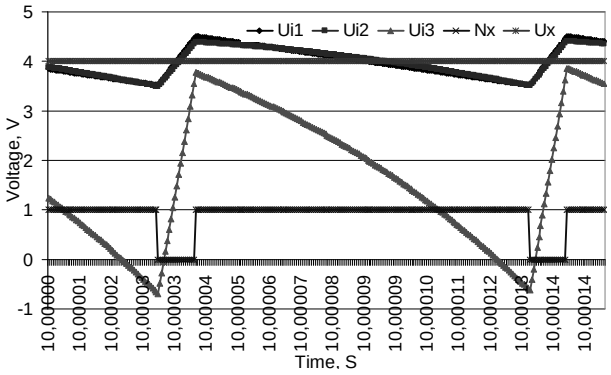
$U_X = 0B; U_{XMAX} = 2{,}5B$



$U_X = U_{XMAX} = 2{,}5B$



$U_X = 0B; U_{XMAX} = 4B$



$U_X = U_{XMAX} = 4B$

Рис. 2. Сигнали лінійного СДМ

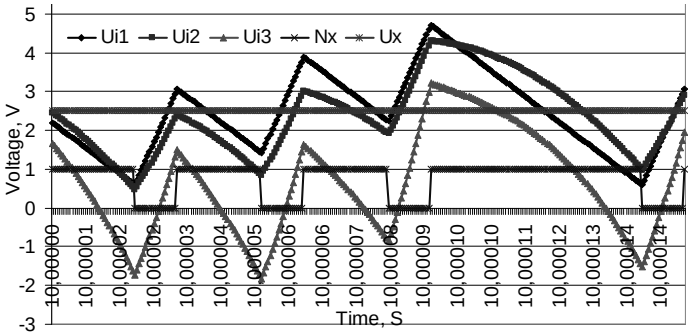


Рис. 3. Сигнали нелінійного СДМ для випадку $U_X = 2{,}5B; U_{XMAX} = 2{,}5B$

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

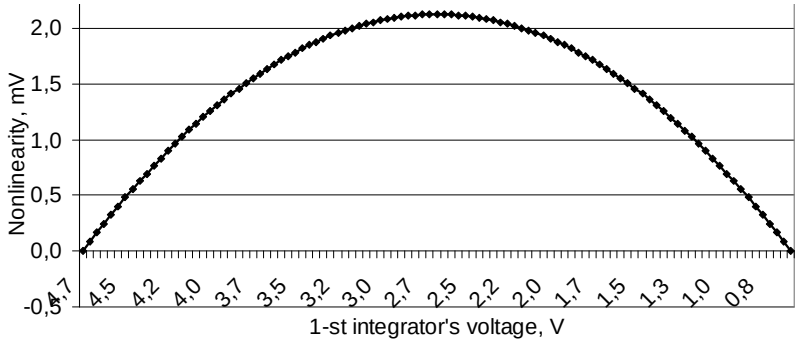


Рис. 4. Нелінійність першого інтегратора

Виявити нелінійність ФП другого та третього інтеграторів так само 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 наведено гістограми різниць вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором для вхідних напруг 0 та U_{XMAX} для варіантів СДМ, наведених 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 цей момент часу, стовпчики –1 та 1 відповідають випадкам, коли вихідні сигнали двох СДМ не збігаються в цей 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.

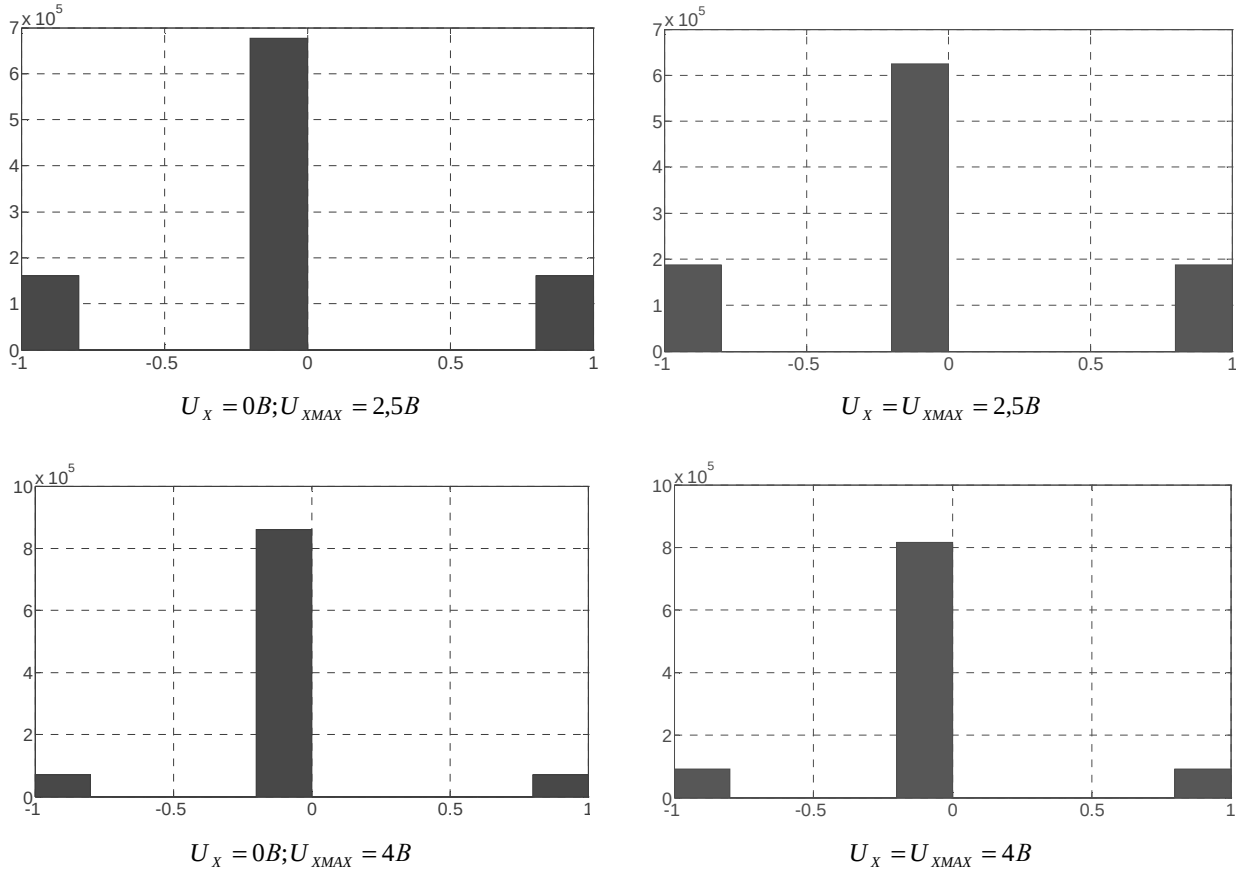


Рис. 5. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором

На рис. 6 наведено гістограму різниці вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором. Дослідження проведено для тих самих варіантів, які представлено 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 разу 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.

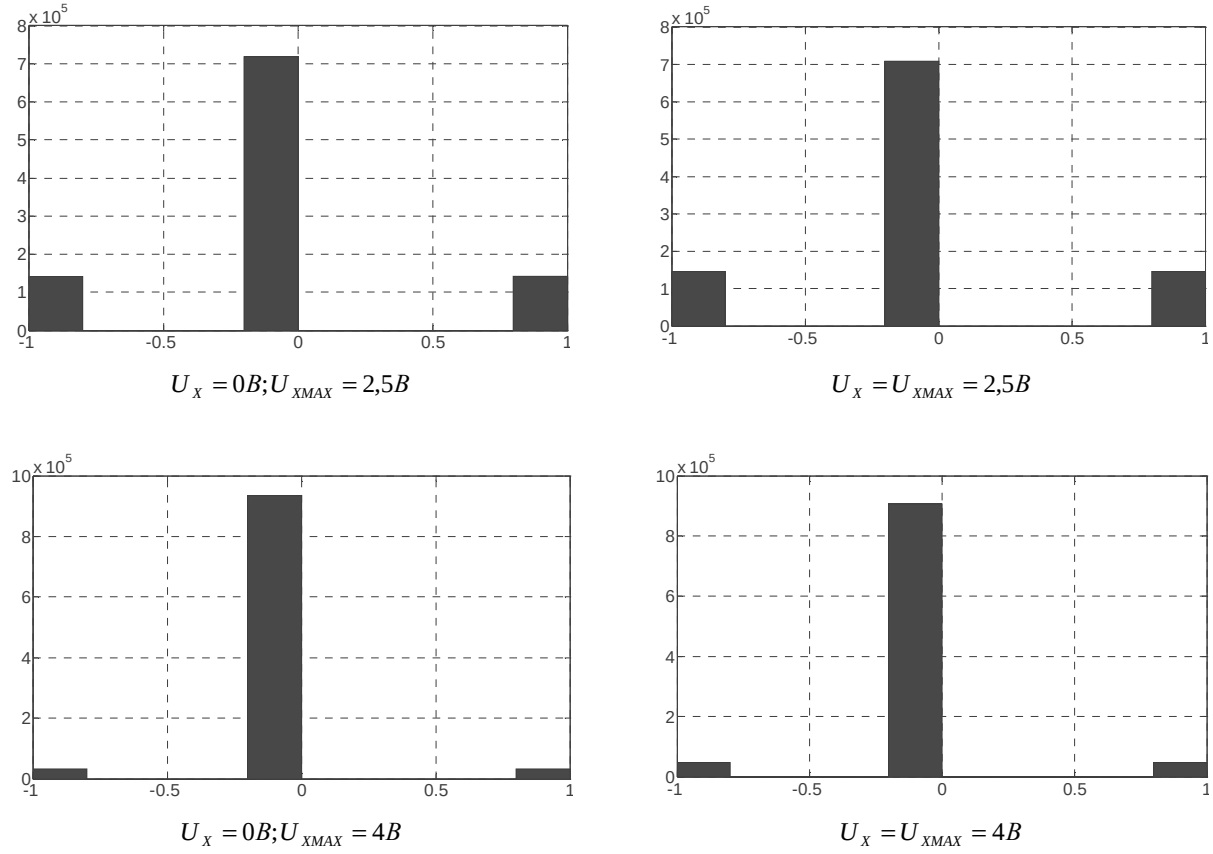


Рис. 6. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором

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

4. Дослідження впливу першого інтегратора на нелінійність СДМ

Аналіз впливу нелінійності інтегратора на нелінійність ФП СДМ проводиться шляхом знаходження абсолютної похибки, приведеної до входу перетворювача, за дії нелінійності на перший інтегратор. Дослідження проводилися для СДМ з діапазонами $U_{XMAX} = 2{,}5B$; $U_{XMAX} = 3{,}0B$; $U_{XMAX} = 3{,}5B$; $U_{XMAX} = 4{,}0B$ та $U_{XMAX} = 4{,}5B$. Рівень нелінійності інтегратора для кожного модулятора вибирався 0.1 % та 0.3 %.

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

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

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

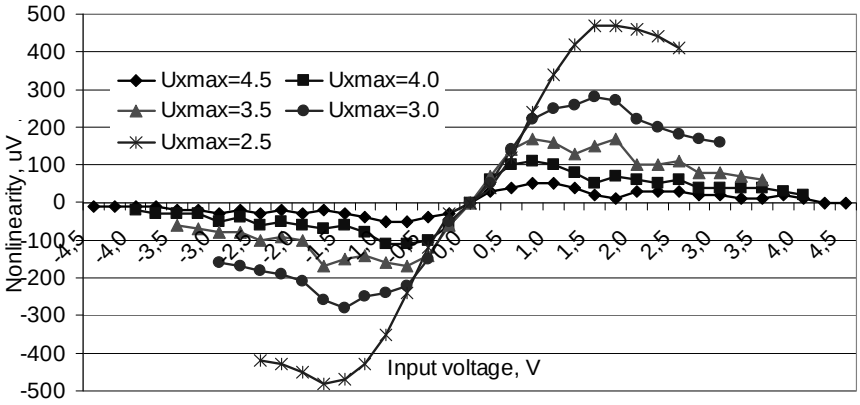


Рис. 7. Нелінійність ФП СДМ за нелінійного першого інтегратора

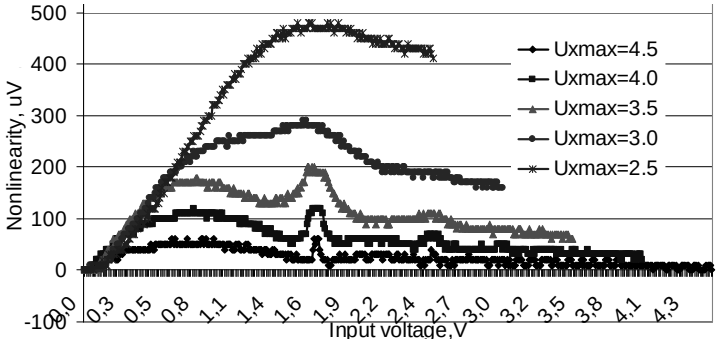


Рис. 8. Нелінійність ФП СДМ за нелінійності першого інтегратора 0,1 %

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

На рис. 9 представлено нелінійність ФП СДМ для тих самих варіантів, що наведені 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.

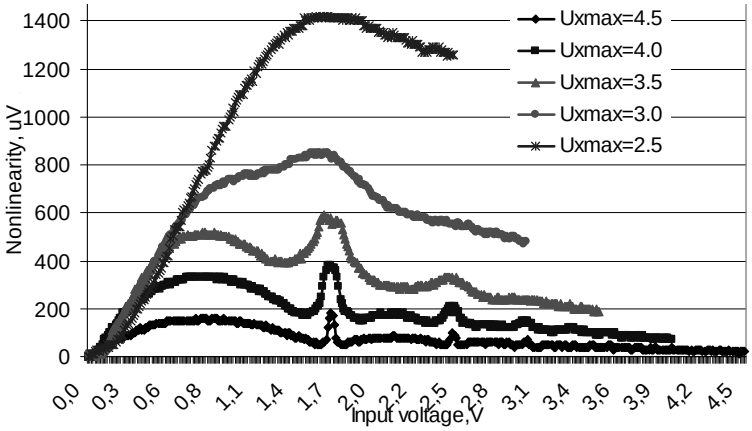


Рис. 9. Нелінійність ФП СДМ за нелінійності першого інтегратора 0,3 %

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

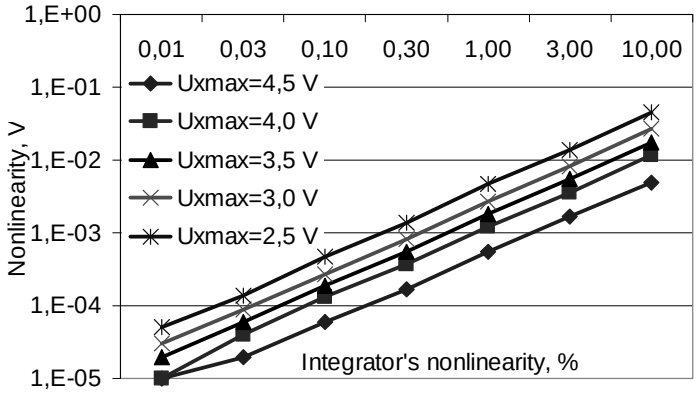


Рис. 10. Залежність максимального значення нелінійності ФП СДМ від нелінійності першого інтегратора

За наведеними на рис. 10 залежностями можна розрахувати коефіцієнт придушення нелінійності першого інтегратора сигма-дельта модулятором

$$K = \frac{\Delta_{UI1}\delta_{NL}}{\Delta_{NL}100\%},$$

де Δ_{UI1} – розмах вихідної напруги інтегратора, δ_{NL} – відносне значення похибки нелінійності інтегратора, Δ_{NL} – нелінійність ФП СДМ.

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

– зі збільшенням розмаху вихідного сигналу інтегратора (зменшенням діапазону) зменшується коефіцієнт придушення нелінійності першого інтегратора;

– визначення коефіцієнта придушення нелінійності першого інтегратора для малих значень нелінійності інтегратора обмежується дискретністю СДМ;

– коефіцієнт придушення нелінійності першого інтегратора залишається постійним для широкого діапазону зміни нелінійностей інтегратора.

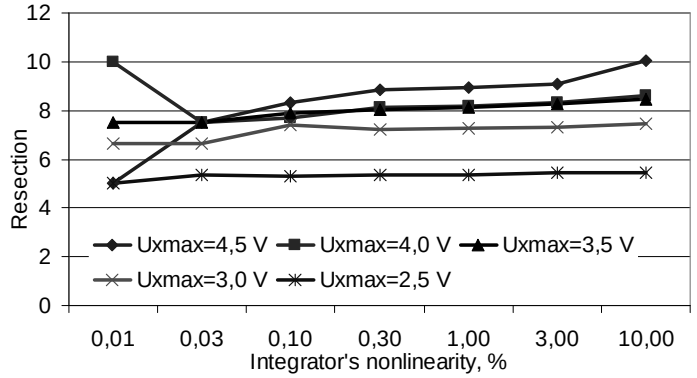


Рис. 11. Коефіцієнт придушення нелінійності першого інтегратора

5. Дослідження впливу другого та третього інтеграторів на нелінійність СДМ

Методика дослідження впливу нелінійності другого та третього інтеграторів на нелінійність СДМ була аналогічною методиці дослідження впливу нелінійності першого інтегратора. Додатково дослідження проводили для нелінійності інтегратора 1 % та 10 %. Загалом досліджували понад 1000 можливих комбінацій параметрів СДМ для з'ясування впливу нелінійності кожного з інтеграторів. У всіх випадках похибка СДМ не перевищувала похибки дискретності, отже: коефіцієнт придушення нелінійності другого інтегратора є не меншим ніж 25000, а коефіцієнт придушення нелінійності третього інтегратора є не меншим ніж 50000. Отже, вплив нелінійності другого та третього інтегратора є нехтівно малим порівняно із 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 загалом. 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. Vol. 6. Issue 3. pp. 58-64. 2. Kester W. Which ADC Architecture Is Right for Your Application? // Analog Dialogue. – 2005. – Vol. 39, № 2. p.11-19 – електронний ресурс [режим доступу] 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 – електронний ресурс [режим доступу] http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/ product.html 4. Кочан Р.В., Кочан О.В. Пристрій визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів. Пат. 200703921 Україна, МПК 7H01H51/00. Заявл. 10.04.2007. 5. Кочан Р. Лінеаризація характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів з високою роздільною здатністю. Вісник Вінницького політехнічного інституту. – Вінниця, 2009. – № 2. – С. 7–12. 6. R.Kochan, H. Klym. Simulation Model of Delta-Sigma Modulator. CD of X-th International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science" TCSET'2010. February 23–27, 2010, Lviv–Slavske. – електронний ресурс [режим доступу] CD/articles/248_article.pdf 7. Р.Кочан. Вплив параметрів інтеграторів на нелінійність дельта-сигма модулятора високого порядку. Зб. праць наук. техн. конф. "Обчислювальні методи і системи перетворення інформації", Львів, 7–8 жовтня 2010 р. – С. 203–206. 8. Кочан Р. Вплив параметрів інтеграторів на нелінійність сигма-дельта модулятора високого порядку. Відбір та обробка інформації. – Львів, 2010. – Вип. 33(109). – С. 52–59. 9. Марше Ж. Операционные усилители и их применение / Пер. с фр. – Л.: Энергия, 1974. – 216 с. 10. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы: учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1980. – 560 с. 11. Кочан Р. Лінійний режим роботи однобітного багатоконтурного сигма-дельта модулятора // Матеріали 18-ї Міжнародної конференції з автоматичного управління (Автоматика – 2011). Львів, 28–30 вересня 2011. – С. 384–385. 12. Kochan R. Linear mode of single bit high order Sigma-Delta Modulator. Proc. of 12-th International Workshop "Computational Problems of Electrical Engineering" (CPEE'2011). Kostryna, Trans-Carpatian region, Ukraine. September 5–7, 2011. – P. 22. 13 Аналого-цифровое преобразование / Под. ред. Уолта Кестера . – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с. 14. Domenico Luca Carnì, Domenico Grimaldi. State of Art on the Tests for ΣΔ ADC. 15th IMECO TC4 Symposium and 12th Workshop on ADC Modelling and Testing, September 19–21, 2007, Iaşi, Romania. 15. Шахов Э. К. ΣΔ-АЦП: процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации // Датчики и системы. – 2006. – № 11. – С. 50–57.