

and data reduction for anomaly detection // *ACM Transactions on Information and System Security*, 2(3): 295-331, 1999. 6. Theus M. and Schonlau M. Intrusion detection based on structural zeroes // *Statistical Computing and Graphics Newsletter*, 9(1): 12-17, 1998. 7. Tan K. The application of neural networks to unix computer security // *In Proc. of the IEEE International Conference on Neural Networks, volume 1, pages 476-481, Perth, Australia, 1995.* 8. Ryan J., Lin M., and Miikkulainen R. Intrusion detection with neural networks // *Advances in Neural Information Processing Systems*, pages 254-272, 1998. 9. Резник А.М., Куцсуль Н.Н., Соколов А.М. Нейросетевая идентификация поведения пользователей компьютерных систем // *Кибернетика и вычислительная техника*, 1999. – Вып. 123. – С. 70–79. 10. Endler D. Intrusion detection: Applying machine learning to solaris audit data. *In Proc. Annual Computer Security Applications Conference (ACSAC'98)*, pages 268-279, Los Alamitos, CA, Dec. 1998. IEEE Computer Society Press. Scottsdale, AZ. 11. Ghosh, J. Wanken, and F. Charron. Detecting anomalous and unknown intrusions against programs. *In Proc. of the 1998 Annual Computer Security Applications Conference (ACSAC'98)*, Dec. 1998. <http://rstcorp.com/~anup/ACSAC98.pdf> 12. Ghosh K., Schwartzbard A., and Schatz M. Learning program behavior profiles for intrusion detection // *In Proc. 1-st USENIX Workshop on Intrusion Detection and Network Monitoring*, pages 51-62, Santa Clara, California, Apr. 1999. 13. Davison D. and Hirsh H.. Predicting sequences of user actions // *In Predicting the Future: AI Approaches to Time-Series Problems*, pages 5-12, Madison, WI, July 1998. AAAI Press. Proc. of AAAI-98/ICML-98 Workshop. 14. Eskin E.. Anomaly detection over noisy data using learned probability distributions. *In Proc. 17th International Conf. on Machine Learning*, pages 255-262. Morgan Kaufmann, San Francisco, CA, 2010.

УДК 621.317.7

Р.В. Кочан

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра спеціалізованих комп’ютерних систем

## ДОСЛІДЖЕННЯ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОРА ДРУГОГО ПОРЯДКУ

© Кочан Р.В., 2012

**Досліджено вплив інтегральної нелінійності функції перетворення інтеграторів сигма-дельта модулятора другого порядку на інтегральну нелінійність функції перетворення модулятора загалом. За результатами досліджень визначено вигляд функції нелінійності модулятора та коефіцієнти впливу кожного інтегратора.**

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

**There is investigated influence of integrators' integral nonlinearity on integral nonlinearity of single bit second order sigma-delta modulator. The obtained results allow us to define the view of nonlinearity of modulator and the influence coefficients of all integrators.**

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

### Вступ

Поширення засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового опрацювання сигналів привело до того, що аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом практично всіх вимірювальних систем, а їх метрологічні характеристики визначають характеристики систем загалом, тому покращення параметрів АЦП є актуальним завданням.

### Огляд літературних джерел

Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму займають перетворювачі на базі сигма-дельта модулятора (СДМ) [1, 2]. Їх 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, комутувального пристрою і невиключеною похибкою АЦП, в якому домінує похибка, зумовлена нелінійністю його функції перетворення (ФП).

Хоча похибкою нелінійності зазвичай нехтують, а для багатьох АЦП її не нормують, вона обмежує потенційно досягну 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 апіорі неточними, а з погляду традиційної метрології – надлишковими. Тому для підвищення точності перетворення АЦП понад 15 ppm (0,0015 %) треба 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 однократне визначення функції нелінійної складової похибки з метою подальшого її коригування не дає змоги підвищити точність АЦП.

У [4, 5] запропоновано ряд методів, які дозволяють 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 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. Для вибору виду коригуючої функції потрібно дослідити її характер. 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.

**Метою цієї роботи** є дослідження виду інтегральної нелінійності функції перетворення однобітного сигма-дельта модулятора другого порядку.

Виключно 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 з виконанням 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.

### 1. Лінійна імітаційна модель СДМ

Структуру однобітного СДМ другого порядку зображено на рис. 1. Вона складається з кола прямого поширення сигналу і кола зворотного поширення сигналу. Коло прямого поширення сигналу містить два суматори –  $\otimes$ , два 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.

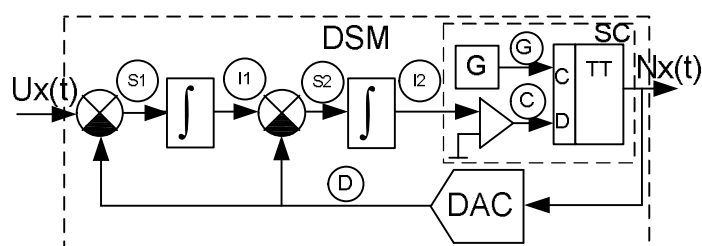


Рис. 1. Структура однобітного СДМ другого порядку

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

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{S1}(t) = U_X(t) - U_D(t) \\ U_{I1}(t) = \frac{1}{t_1} \int_0^t U_{S1}(t) dt \\ U_{S2}(t) = U_{I1}(t) - U_D(t) \\ U_{I2}(t) = \frac{1}{t_2} \int_0^t U_{S1}(t) dt \\ U_C(t) = \begin{cases} 1, U_{I2}(t) > 0 \\ 0, U_{I2}(t) \leq 0 \end{cases} \\ U_G(t) = \begin{cases} 1, t \in [k \times T, (k+0,5) \times T] \\ 0, t \in ((k+0,5) \times T, (k+1) \times T) \end{cases} \\ N_X(t) = \begin{cases} U_C(t), (U_G(t) = 1) \wedge (U_G(t - \Delta t) = 0) \\ N_X(t - \Delta t) \end{cases} \\ U_D(t) = \begin{cases} E, N_X(t) = 1 \\ -E, N_X(t) = 0 \end{cases} \end{array} \right. \quad (1)$$

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

На основі (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  $M = 2^K$  – максимальна кількість квантів АЦП, яке визначається його розрядністю  $K$ ;  $t_1$  – час, необхідний інтеграторам для “входження” у робочий режим (закінчення перехідного процесу формування періодичного вихідного сигналу, пов'язаного з перезарядом початкового значення заряду конденсатора);  $l = \frac{t_1}{T}$  – кількість відліків за час  $t_1$ , 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 нехтовно 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 сталої часу інтегрування виразу (1) від значення вихідної напруги інтегратора, що після інтегрування забезпечить апроксимацію ФП інтегратора фрагментом параболи

$$t_i = t_{0i} \times (1 + s \times k_{ii} \times U'_{ii}); s = \begin{cases} -1, U'_{ii} > 0 \\ +1, U'_{ii} < 0 \end{cases}; i = \overline{1, 2}, \quad (3)$$

де  $t_{0i}$  – “початкове” значення сталої часу інтегрування  $i$ -го інтегратора;  $s$  – множник, який забезпечує симетричні зміни значення сталої часу інтегрування для від'ємних та додатних напруг;

$k_{ti}$  – відносна зміна сталої часу інтегрування  $i$ -го інтегратора в діапазоні можливих вихідних напруг інтегратора;  $U'_{ii}$  – вихідна напруга  $i$ -го інтегратора на попередньому кроці інтегрування.

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

Відповідно до [11, 12] робочий діапазон СДМ визначається напругою ЦАП зворотного зв'язку, частотою генератора тактових імпульсів, а також сталими часу інтеграторів. У таблиці наведено сталі часу інтеграторів для декількох діапазонів – рядок  $U_{XMAX}$ , розраховані для частоти генератора – 100 кГц та напруги ЦАП  $\pm 5$  В

### Параметри інтеграторів

$U_{XMAX}$	2,5	3	3,5	4	4,5
$1/t_1$	$3.3 \times 10^4$	$2.4 \times 10^4$	$1.7 \times 10^4$	$1.1 \times 10^4$	$5.2 \times 10^3$
$1/t_2$	$5 \times 10^4$				

### 2. Апробація моделі СДМ

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 синьою лінією, вихідний сигнал другого – червоною, вихідний сигнал модулятора – чорною. Ці залежності за формою відповідають сигналам у відповідних точках СДМ, що описані у [13, 14, 15]. Максимальне значення вихідних напруг інтеграторів не перевищує значення напруги ЦАП зворотного зв'язку, отже, модулятор працює у лінійному режимі, а значення в таблиці є коректними. Отже, розроблену лінійну імітаційну модель СДМ можна вважати адекватною.

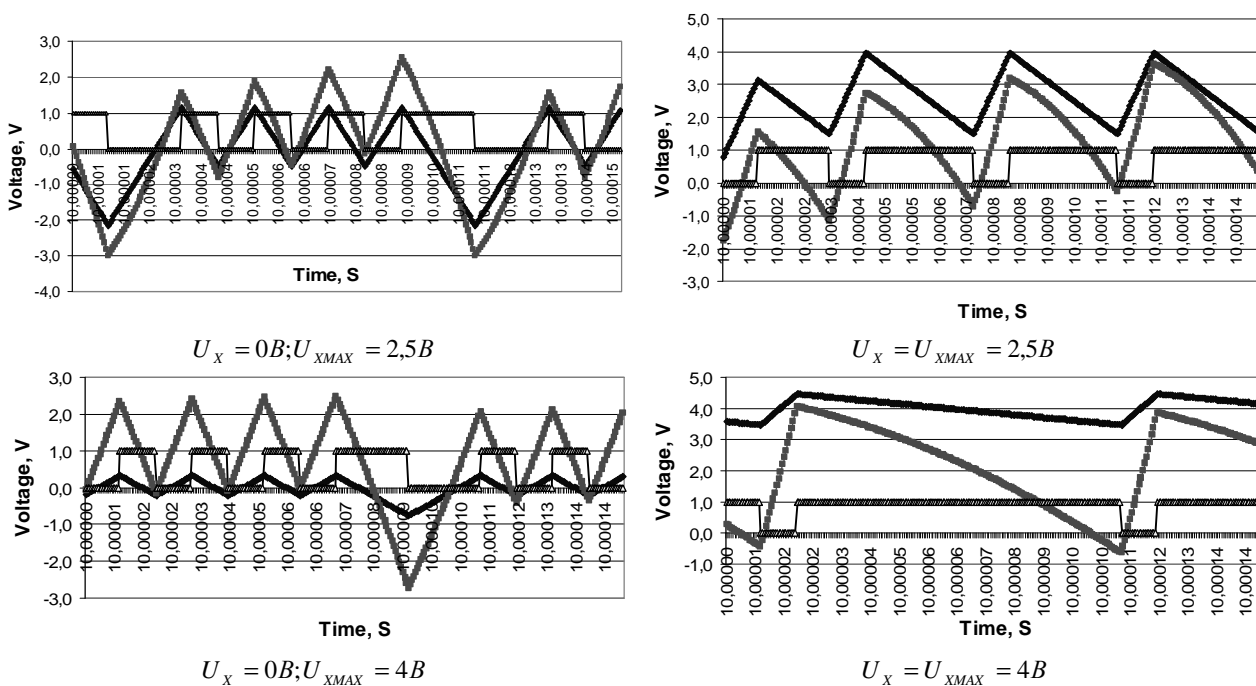


Рис. 2. Сигнали лінійного СДМ

Вплив нелінійності інтегратора на його вихідний сигнал для першого та другого інтеграторів задається виразом (3). Внаслідок її дії вихідні сигнали СДМ є дещо спотвореними, порівняно з сигналами, зображеними на рис. 2 для відповідних входних напруг, тому неможливо перевірити дію нелінійності інтегратора, знайшовши різницю між відповідними сигналами в однакові моменти часу. Приклад вихідних сигналів СДМ для випадку  $U_x = U_{xMAX} = 2,5V$  подано на рис. 3. Як видно, ці графіки суттєво відрізняються від відповідного варіанта рис. 2.

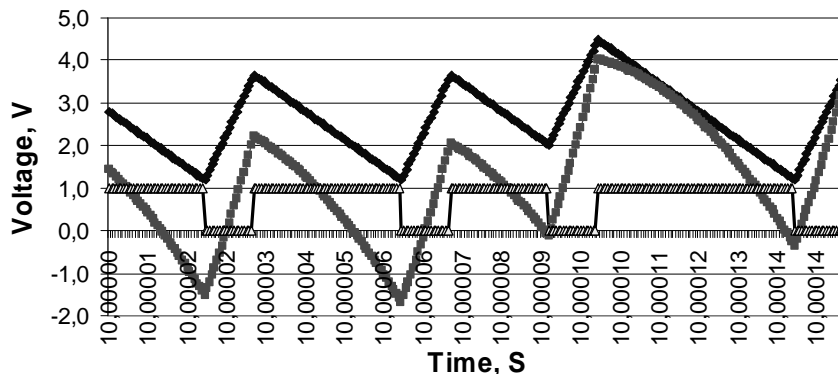


Рис. 3. Сигнали нелінійного СДМ для випадку  $U_x = 2,5V; U_{xMAX} = 2,5V$

Нелінійність ФП першого інтегратора можна виявити, побудувавши уявний відрізок прямої через дві крайні точки відрізка ламаної, яка описує вихідний сигнал інтегратора, та розрахувавши різницю між цим відрізком та сигналом інтегратора. Отриманий графік нелінійності представлено на рис.4. Він являє собою фрагмент параболи, отже, моделювання нелінійності першого інтегратора проводиться коректно.

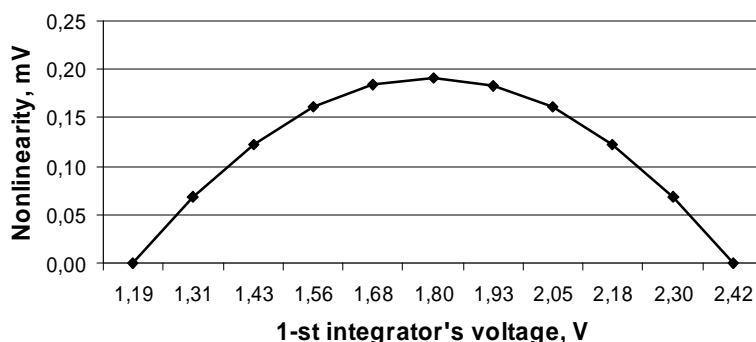


Рис. 4. Нелінійність першого інтегратора

Виявити нелінійність ФП другого інтегратора так само неможливо, оскільки його вихідний сигнал і в лінійному режимі описується нелінійною функцією 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 відповідну різницю. На рис. 5 подано гістограми різниць вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором для входних напруг 0 та  $U_{xMAX}$  для варіантів СДМ, представлених на рис. 2. Рівень нелінійності першого інтегратора становить 0,1 %. Столпчик гістограми -0,2...0 відповідає різниці кодів 0, тобто коли вихідний сигнал СДМ збігається для двох модуляторів у цей момент часу, колонки гістограми -1...-0,8 та 0,8...1 відповідають різницям -1 та 1, тобто випадкам, коли вихідні сигнали двох СДМ не збігаються в цей момент часу. Як видно з гістограм, від 63 % до 82 % вихідної послідовності лінійного СДМ збігається з вихідною послідовністю СДМ з нелінійним першим модулятором, тобто нелінійність першого інтегратора на рівні 0,1 % спотворює від 18 % до 37 % вихідних кодів СДМ.

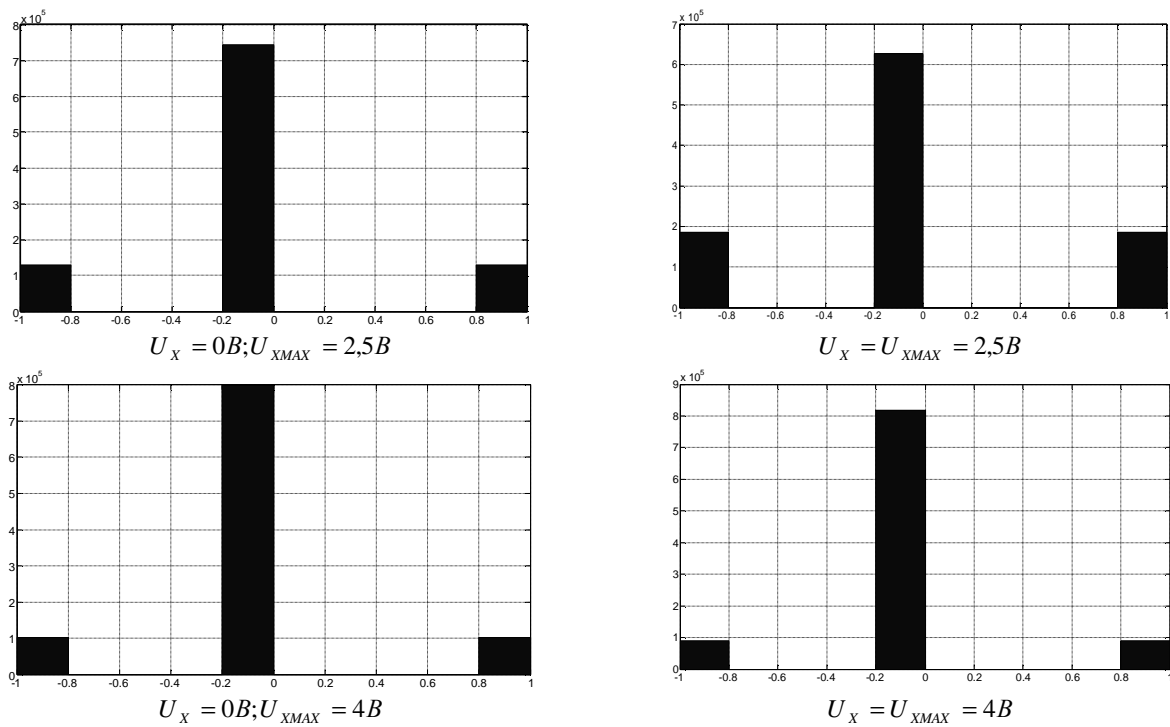


Рис. 5. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним першим інтегратором

На рис. 6 представлено гістограму різниці вихідного сигналу лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором. Дослідження проведено для тих самих варіантів, які подано на рис. 5, і для однакового рівня нелінійності. Як видно з гістограм, нелінійність другого інтегратора на рівні 0,1 % спотворює лише від 6 % до 22 % вихідних кодів СДМ. Тобто рівень спотворень вихідних кодів модулятора від дії нелінійності другого інтегратора є в 1,6–3 разів нижчим порівняно з дією нелінійності першого інтегратора. Це можна пояснити тим, що шлях спотворень в колі прямого поширення сигналу, якщо перший інтегратор нелінійний, є довшим, порівняно з нелінійним другим інтегратором.

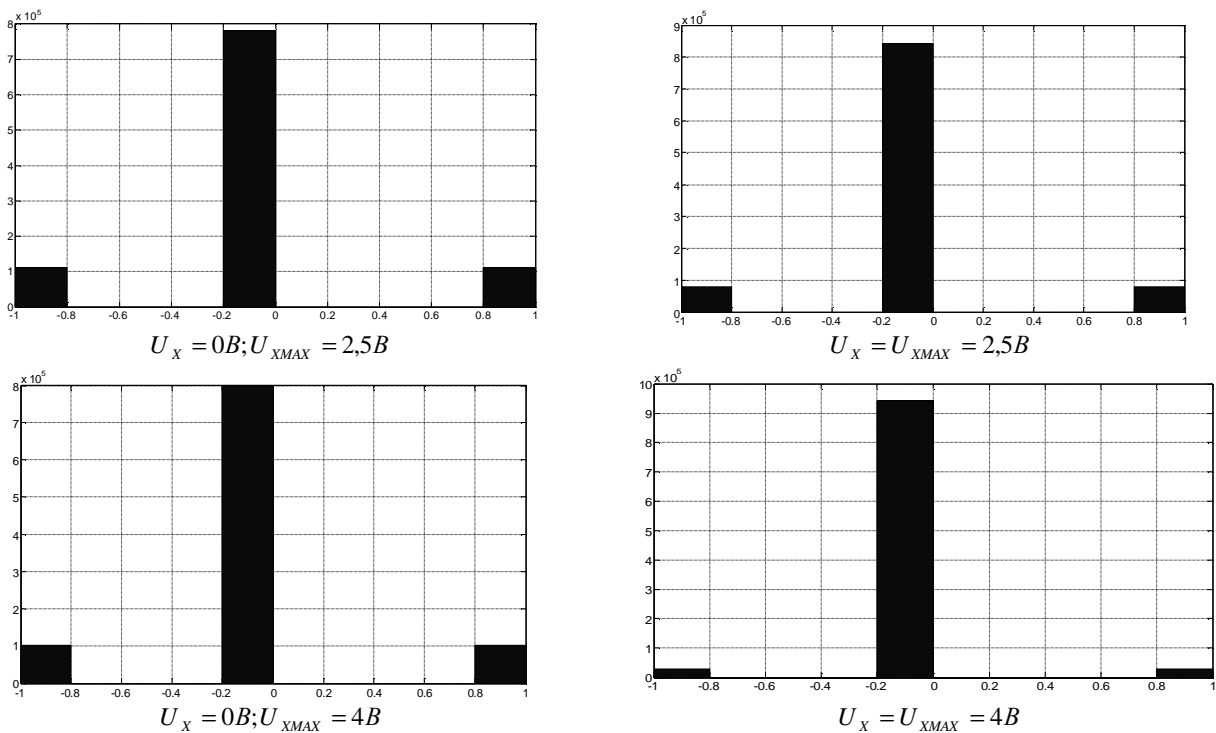


Рис. 6. Гістограми різниці вихідних сигналів лінійного СДМ та СДМ з нелінійним другим інтегратором

### 3. Дослідження впливу першого інтегратора на нелінійність СДМ

Аналіз впливу нелінійності інтегратора на нелінійність ФП СДМ проводять, знайшовши абсолютну похибку, приведену 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 вибрано 0,1 % та 0,3 %.

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

- функція нелінійності є непарною, отже, дослідження можна виконувати 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, яка може пояснюватися великим кроком зміни вхідної напруги.

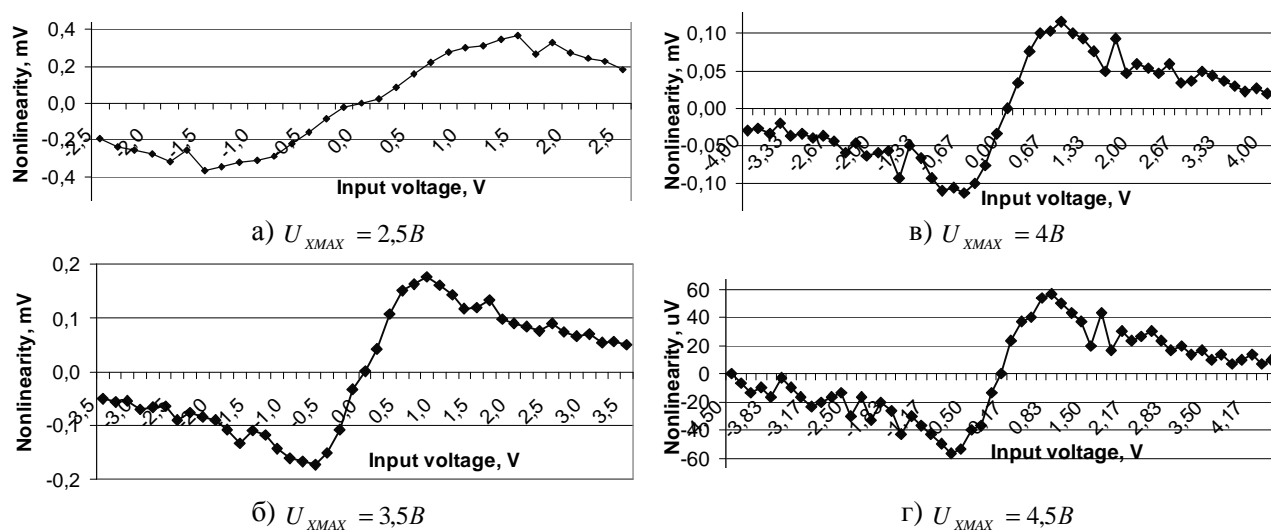


Рис. 7. Нелінійність ФП СДМ за нелінійного першого інтегратора

На рис. 8 представлено 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 0,05 В. Подальше зменшення кроку недоцільне, оскільки не веде до підвищення точності через вплив похибки дискретності АЦП.

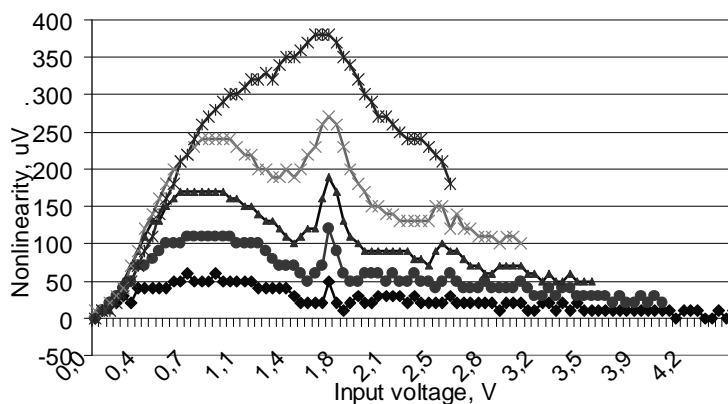


Рис. 8. Нелінійність ФП СДМ при нелінійності першого інтегратора 0,1 %

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, а отже, корекцією нелінійної складової похибки перетворення її вплив можна суттєво зменшити.

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

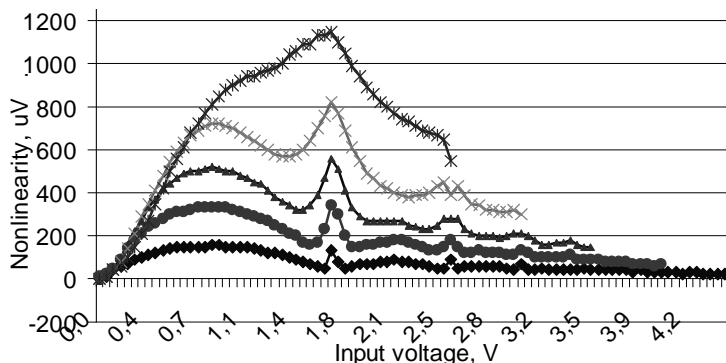


Рис. 9. Нелінійність ФП СДМ за нелінійності першого інтегратора 0,3 %

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

За залежностями з рис. 10 можна розрахувати коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора сигма-дельта модулятором

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

де  $\Delta_{UI1}$  – розмах вихідної напруги інтегратора;  $d_{NL}$  – відносне значення похибки нелінійності інтегратора,  $\Delta_{NL}$  – нелінійність ФП СДМ.

На рис. 11 подано залежність коефіцієнта подавлення від значення нелінійності інтегратора. Як видно, для нелінійностей інтегратора, вищих за 0,03 %, коефіцієнт є постійною величиною в межах 8...10, причому, чим нижчим є діапазон, тим менший є коефіцієнт подавлення. Для нелінійностей, менших за 0,03 %, цей коефіцієнт змінюється, що можна пояснити впливом дискретності моделі СДМ.

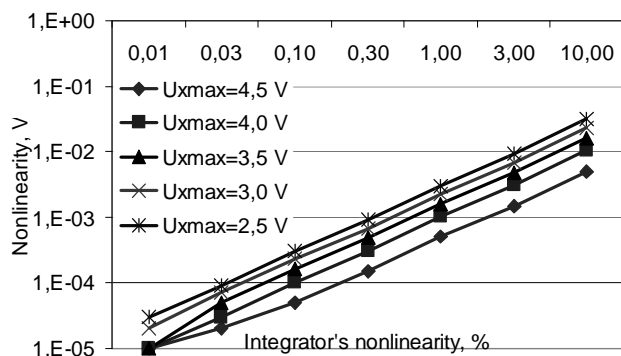


Рис. 10. Залежність максимального значення нелінійності ФП СДМ від нелінійності першого інтегратора

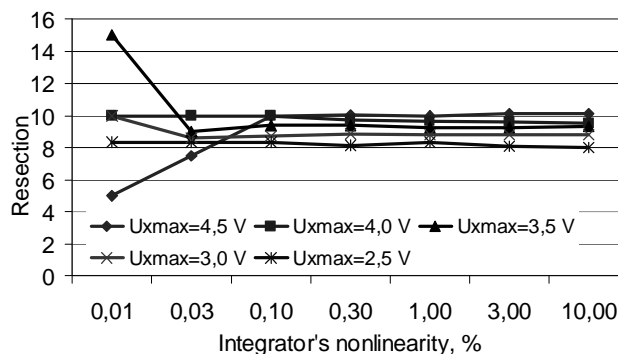


Рис. 11. Коефіцієнт подавлення нелінійності першого інтегратора

#### 4. Дослідження впливу другого інтегратора на нелінійність СДМ

Методика дослідження впливу нелінійності другого інтегратора на нелінійність СДМ була аналогічною до методики дослідження впливу нелінійності першого інтегратора. Додатково дослідження



проведено для нелінійності інтегратора 1 % та 10 %. Загалом досліджено понад 1000 можливих комбінацій параметрів СДМ. У всіх випадках похибка СДМ не перевищувала похибки дискретності, отже, коефіцієнт подавлення нелінійності другого інтегратора є не меншим за 50000 (відношення максимальної напруги нелінійності інтегратора до дискретності СДМ). Отже, вплив нелінійності другого інтегратора є нехтовно малим порівняно з впливом нелінійності першого інтегратора.

### Висновки

Розроблено імітаційну модель однобітного сигма-дельта модулятора другого порядку, де інтегратори представлено незалежними нелінійними субмоделями, що дало змогу дослідити вплив нелінійності інтеграторів на нелінійність функції перетворення модулятора та аналого-цифрового перетворювача загалом. Проведені дослідження дали змогу виявити такі особливості:

- характер впливу нелінійності функції перетворення першого інтегратора на нелінійність функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора складний;
- нелінійність функції перетворення другого 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 становить 8...10 разів. Для малих нелінійностей першого інтегратора на коефіцієнт подавлення великий вплив має дискретність функції перетворення моделі сигма-дельта модулятора.

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 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 [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. Kochan R., Klym H. 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-Slavsk. [Електронний ресурс] – Режим доступу CD/articles/248\_article.pdf.
7. Кочан Р. 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. – 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 франц. – 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 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, Iasi, Romania.
15. Шахов Э. К.  $\Sigma\Delta$ -АЦП: процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации // Датчики и системы. – 2006. – № 11. – С. 50–57.