

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ СТРУМІВ ВИТІКАННЯ КОМПОНЕНТІВ НА ТОЧНІСТЬ РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦП

З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Г. С. Єлісеєва

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп’ютеризованих систем автоматики

E-mail: zynovii.r.mychuda@lpnu.ua, lesia.z.mychuda@lpnu.ua, hanna.s.yelisieieva@lpnu.ua

© Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С., 2023

Досліджено похибки рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП). Наведено узагальнену структурну схему рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма. Викладено особливості їх реалізації та принципу дії. Розроблено моделі рекурентних ЛАЦП, які враховують вплив струмів витікання компонентів схем перетворювачів. У моделях враховано зміну структури рекурентних ЛАЦП під час перетворення. Для збільшення швидкодії ЛАЦП використано аналогові ключі, в яких за рахунок введення операційного підсилювача зменшено опір ключа у ввімкненому стані. Цим було збільшено тактову частоту до 500 кГц, але водночас збільшилися струми витікання. Показано, що рекурентні ЛАЦП за рахунок збільшення циклів перетворення забезпечують точність їх вихідного коду, більшу від номінальної на два – чотири двійкові розряди, однак час перетворення зростає у 1,5–3 рази. Тому подальше підвищення точності за рахунок збільшення циклів перетворення недоцільне.

Ключові слова: рекурентні логарифмічні АЦП; моделювання; струми витікання; час перетворення; точність.

Постановка задачі

Розробники засобів і систем найрізноманітнішого призначення все більшого значення надають логарифмічним аналого-цифровим перетворювачам, які, окрім традиційного перетворення аналогових величин на цифру, мають низку додаткових корисних властивостей, зокрема: широкий динамічний діапазон вхідних сигналів, оброблення великих і малих сигналів з однаковою відносною похибкою, підвищену швидкодію за рахунок оброблення сигналів у логарифмічній арифметиці та інші. Тривалий час логарифмічні АЦП поступалися лінійним АЦП за метрологічними характеристиками, але зі створенням у Національному університеті “Львівська політехніка” ЛАЦП на комутованих конденсаторах ситуація кардинально змінилася: характеристики обох типів АЦП практично зрівнялися [2]. За принципом дії реалізовано ЛАЦП на комутованих конденсаторах зі сталою та змінною основою логарифма. ЛАЦП за алгоритмом перетворення поділяють на послідовні, порозрядні, паралельні, з імпульсним зворотним зв’язком і рекурентні. Цікавими вважають рекурентні ЛАЦП, які забезпечують точність вихідного коду, більшу від номінальної розрядності ЛАЦП. Проте їх досліджено недостатньо повно, зокрема, не вивчено вплив струмів витікання компонентів на точність рекурентних ЛАЦП.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Розглянемо коротко найцікавіші технічні рішення ЛАЦП.

У роботі [2] викладено засади побудови рекурентних ЛАЦП зі сталою та змінною під час перетворення основою логарифма. Розроблено узагальнену структурну схему рекурентних ЛАЦП і розглянуто особливості їх реалізації.

Підвищення точності та швидкодії ЛАЦП за рахунок використання рекурентного алгоритму перетворення досягнуто у патенті [3].

За рекурентним алгоритмом роботи діє нейронний декодер, який компенсує зміщення нуля в аналого-цифровому перетворювачі [4].

У [5] запропоновано метод аналого-цифрового перетворення на основі нейронної мережі, в якому використано рекурентний алгоритм для підвищення швидкодії.

За рахунок застосування рекурентного алгоритму досягнуто підвищення точності вимірювального перетворювача на основі використання нейронної мережі [6].

У роботі [7] досліджено конвеєрний ЛАЦП на комутованих конденсаторах, в якому відсутні операції піднесення до квадрата та інші складні функції в аналоговому вигляді.

Робота [8] стосується логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів із проміжним перетворенням напруги на час. За такого перетворення спрощується реалізація ЛАЦП в інтегральному виконанні.

Огляд нелінійних аналого-цифрових перетворювачів здійснено у роботі [9].

У [10] розглянуто трибітний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач для біомедичних застосувань на основі структури зі зворотним зв'язком. Розроблено схему та здійснено її симуляцію відповідно до технології CMOS 0,35 мкм і напруги живлення 1,5 В.

У роботі [11] описано проектування та реалізацію низькопотужного струмового ЛАЦП для моніторингу глюкози. ЛАЦП містить перший каскад для вимірювання рН на основі ISFET і наступний ЛАЦП. Цифровий вихідний сигнал лінійно залежить від зміни значення рН.

У [12] описано розроблення шестибітного ЛАЦП порозрядного кодування, особливістю якого є двокрокове перетворення.

Недоліками розглянутих вище публікацій є відсутність даних про дослідження залежності точності ЛАЦП від впливу струмів витікання компонентів.

Моделювання впливу струмів витікання на рекурентні ЛАЦП

Рекурентні ЛАЦП можуть мати як постійну, так і змінну в процесі перетворення основу логарифма. Перетворювачі зі змінною основою цікавіші для дослідження завдяки значно більшій швидкодії.

У статті розглянуто реалізацію рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма, розроблено електричні та математичні моделі їх похибок від впливу струмів витікання компонентів, подано оцінку похибок і часу перетворення.

Мета роботи – дослідити вплив струмів витікання компонентів на точність рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма для оцінювання властивостей перетворювачів на стадії їх проектування.

Узагальнена структурна схема рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Узагальнену структурну схему рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма, яку ми розробили, наведено на рис. 1, де позначено: CU – блок керування, CLC – генератор тактових імпульсів, Стр – компаратор, VF – повторювач напруги, ASA – регульований масштабувальний перетворювач, RC – лічильник решти (молодших розрядів), CC – лічильник циклів (старших розрядів), C1 і C2 – конденсатори 1 і 2, WO – операційний підсилювач, SW0-SW4 – аналогові ключі, U_n , U_c , U_{in} і U_{cv} – відповідно напруги опорна, керування, вхідна і компенсаційна, N_c – керуючий код, N_2 і N_1 – відповідно старші та молодші розряди вихідного коду, E – сигнал дозволу роботи лічильників решти та циклів.

Коефіцієнти передачі регульованого масштабувального перетворювача ASA задають згідно із формулою

$$K_i = \zeta^{\frac{N_z}{2^i}}, \quad (1)$$

де K_i – коефіцієнт передачі ASA в i -му розряді, причому $i = 1, 2, 3, \dots, n$; N_z – номінальне значення вихідного коду; ζ – базове число (основа логарифма), яке вибирають з умови $\zeta < 1$.

де U_{cv_1} – значення напруги на першому піддіапазоні після n_1 тактуючих імпульсів на першому піддіапазоні; a_i – коефіцієнт, що набуває в i -такті перетворення другого піддіапазону значення 1 або 0 відповідно до стану виходу компаратора 1 або 0.

Після опитування наймолодшого розряду ЛАЦП перетворення закінчується і значення компенсаційної напруги U_{cv_2} на виході масштабного перетворювача дорівнюватиме вхідній напрузі

$$U_{cv_2} = U_{in}$$

з похибкою, яка не перевищує ваги останнього молодшого розряду ЛАЦП.

Значення молодших розрядів вихідного коду (N_2), отримане на другому піддіапазоні, буде записано у лічильнику решти RC і матиме значення:

$$N_2 = \sum_{i=2}^{i=n} a_i \cdot \frac{N_z}{2^i}. \quad (6)$$

Отже, вихідний код (N) запропонованого рекурентного ЛАЦП дорівнюватиме сумі кодів першого та другого піддіапазонів

$$N = N_1 + N_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{N_z}{2} \cdot \left(n_1 + \sum_{i=2}^{i=n} a_i \cdot \frac{1}{2^i} \right), \quad (7)$$

що відповідає логарифму відношення вхідної напруги до опорної U_r

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{in}}{U_r}. \quad (8)$$

Час перетворення розробленого рекурентного ЛАЦП дорівнює добутку періоду повторення тактових імпульсів на кількість циклів перетворення та тактів у циклі

$$t_c \leq [n_1 + (n - 1)] \cdot T_t, \quad (9)$$

де T_t – період повторення тактових імпульсів.

Моделювання рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Електрична модель рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма, яка враховує вплив струмів витікання компонентів, наведена на рис. 2, а та рис. 2, б, де індексами 0–4 позначено відповідно опори польових транзисторів-ключів 0–4. У моделях відображено зміни структури ЛАЦП у фазах перетворення $\Phi 1$ і $\Phi 2$:

$\Phi 1$) до ASA підключено накопичувальний конденсатор C1;

$\Phi 2$) до ASA підключено накопичувальний конденсатор C2.

У моделях враховано опір витікання (r_{lc}) конденсаторів C1 і C2, вхідний опір повторювача напруги VF (r_{in}) й опори аналогових ключів SW0-SW4, зокрема стік – витік (r_{sd}), затвор – стік (r_{gd}) і затвор – витік (r_{gs}).

Абсолютна похибка напруги (ΔU_{Ni}) на накопичувальному конденсаторі, спричинена впливом струмів витікання компонентів рекурентного ЛАЦП, визначається з урахуванням почерговості підключення конденсаторів C1 і C2 до входу повторювача напруги VF за формулою:

$$\Delta U_{Ni} = \left[\frac{1 + (-1)^i}{C1} \cdot I_{\Phi 1} \cdot t_{\Phi 1} + \frac{1 + (-1)^{i-1}}{C2} \cdot I_{\Phi 2} \cdot t_{\Phi 2} \right] \cdot \frac{i}{2}, \quad (10)$$

де $I_{\Phi 1}, I_{\Phi 2}$ – струм через конденсатор C1 чи C2 відповідно у фазі $\Phi 1$ чи $\Phi 2$; $t_{\Phi 1}, t_{\Phi 2}$ – тривалість фаз перетворення відповідно $\Phi 1, \Phi 2$.

За моделями рис. 2, а і рис. 2, б визначаємо струми через конденсатори C1 і C2 у кожній фазі перетворення.

Враховуючи з'єднання між елементами моделі (рис. 2, а), знаходимо струм у фазі $\Phi 1$ згідно із формулою

$$I_{\Phi 1} = I_r - I_1 - I_c, \tag{11}$$

де $I_r = (U_r - U_i) \cdot (2y_{ds} + 2y_{gs})$; $I_c = (U_i + U_c) \cdot (y_{gs} + y_{gd})$; $I_1 = U_i \cdot (5y_{gs} + 5y_{gd} + y_{in} + y_{lc})$; U_i – напруга в i -му такті перетворення на конденсаторі C1 чи C2 з урахуванням почерговості їх підключення; $y_{gs} = \frac{1}{r_{gs}}$; $y_{gd} = \frac{1}{r_{gd}}$; $y_{in} = \frac{1}{r_{in}}$; $y_{lc} = \frac{1}{r_{lc}}$.

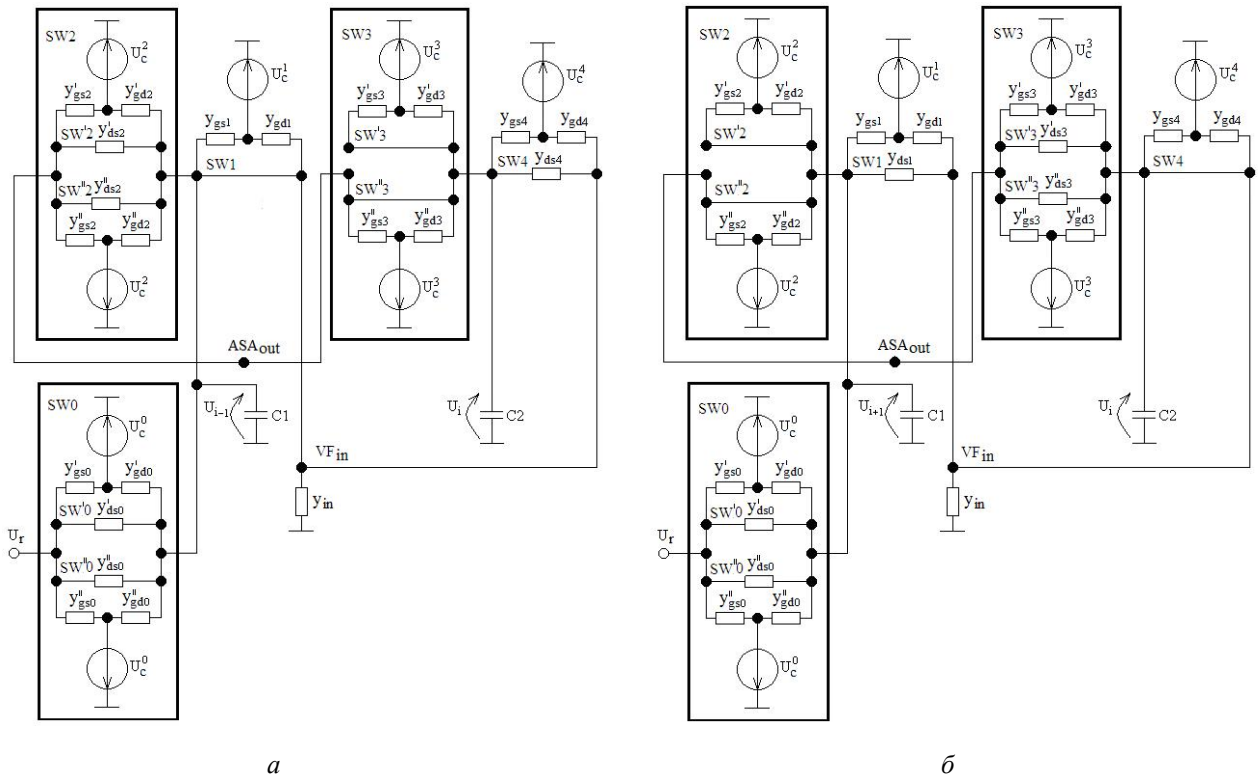


Рис. 2. Електрична модель рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма, яка враховує вплив струмів витікання компонентів у фазах: а – $\Phi 1$; б – $\Phi 2$

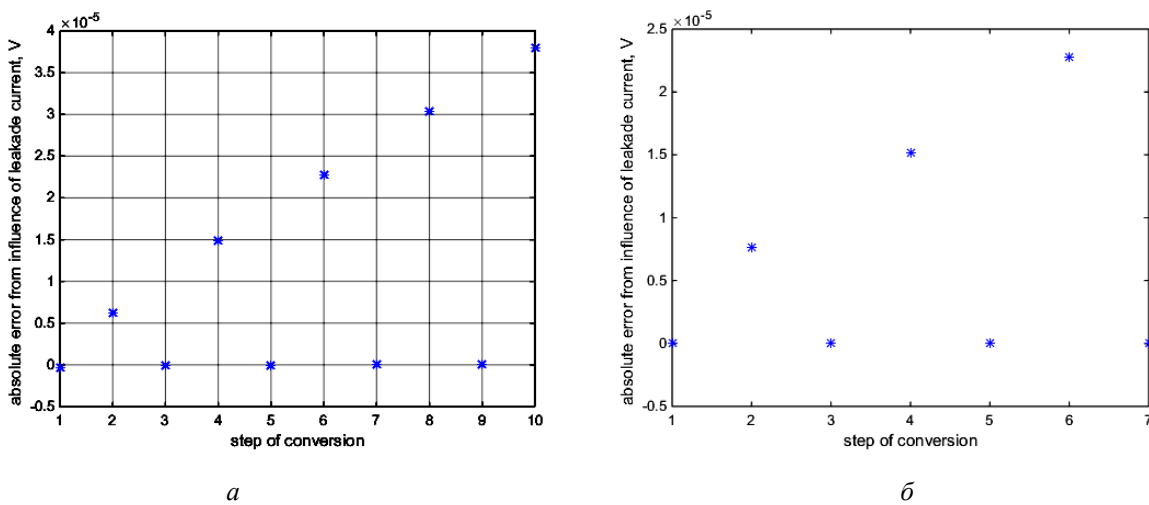


Рис. 3. Абсолютна похибка від струмів витікання (ΔU_{N_i}) восьмирозрядного рекурентного ЛАЦП з десятирозрядною точністю вихідного коду: а – старші розряди; б – молодші розряди

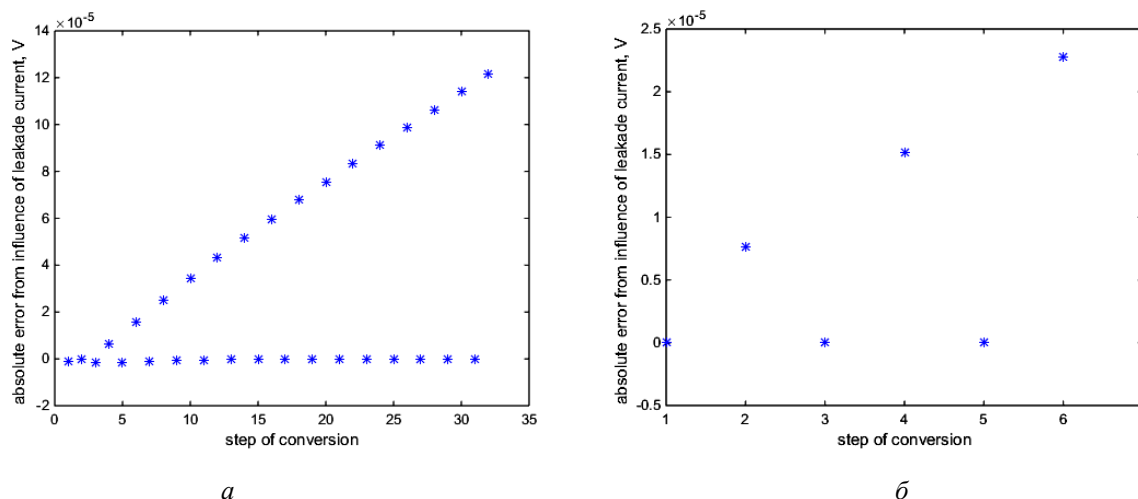


Рис. 4. Абсолютна похибка від струмів витікання (ΔU_{Ni}) восьмирозрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду: а – старші розряди; б – молодші розряди

Знаходимо сумарний струм у фазі перетворення Φ_2 :

$$I_{\Phi_2} = -U_i \cdot (3y_{gs} + 3y_{gd} + y_{in} + y_{lc}). \quad (12)$$

Підставляючи знайдені значення струмів у фазах Φ_1 і Φ_2 у формулу (10), обчислюємо значення абсолютної похибки напруги ΔU_{Ni} на накопичувальному конденсаторі, спричиненої впливом струмів витікання. Графіки абсолютних похибок від струмів витікання восьмирозрядних рекурентних ЛАЦП, що перетворюють із точністю 10 і 12 розрядів, наведено на рис. 3–6. Під час обчислення задано: $r_{gs} \approx r_{gd} \geq 10^9$ Ом, $r_{in} \geq 10^{10}$ Ом, $r_{lk_c} \geq 10^{10}$ Ом; $t_{\Phi_1} = t_{\Phi_2} = 2$ мкс; діапазон вхідних сигналів $U_{in} = 1$ мВ – 10 В.

Висновки

Виконавши дослідження, маємо підстави стверджувати:

1. Похибки рекурентних ЛАЦП, спричинені струмами витікання, є додатними і для:

- восьмирозрядного рекурентного ЛАЦП, що працює із 10- і 12-розрядною точністю вихідного коду, не перевищують відповідно 45 мкВ і 137 мкВ за часу перетворення $t_c \leq 28$ мкс і $t_c \leq 78$ мкс (14 і 39 тактів перетворення);
- десятирозрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12- і 14-розрядною точністю вихідного коду, не перевищують відповідно 61 мкВ і 144 мкВ, якщо час перетворення $t_c \leq 36$ мкс і $t_c \leq 82$ мкс (18 і 41 такт перетворення);
- 12-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 14- і 16-розрядною точністю вихідного коду, не перевищують відповідно 76 мкВ і 152 мкВ для часу перетворення $t_c \leq 44$ мкс і $t_c \leq 86$ мкс (22 і 43 такт перетворення).

2. Збільшення точності вихідного коду рекурентних ЛАЦП на 2 і 4 біти порівняно з їх номінальною точністю N_n призводить до збільшення часу перетворення відповідно у 1,5 і 3 рази порівняно з часом перетворення класичних порозрядних ЛАЦП розрядністю N_n+2 і N_n+4 . Подальше збільшення точності рекурентних ЛАЦП, понад чотири розряди, недоцільне через істотне збільшення часу перетворення.

Список літератури

1. Mychuda Z. R. *Logarithmic Analog-to-Digital Converters – ADC of the Future*, Prostir, Lviv, Ukraine 2002, 242 p.
2. Zynoviy Mychuda, Hanna Yelisieieva, Zbigniew Szcześniak. *Features of implementation of recurrent logarithmic ADCs*, 2022, Vol. 83, No. 4, p. 5 // *Vymiryvalna tekhnika i metrologia: mizhvid. naukovo-tekh. zb. / Measuring Equipment and Metrology*, 10. <https://doi.org/10.23939/istcmtm2022.04.005>

3. Patent 113138 Ukraina. *Logarithmic Analog-to-Digital Converter* / Mychuda L. Z., 2016, Biul. 23
4. Aigerim Tankimanova, Akshay Kumar Maan, Alex Pappachen James. (2017) *Level-shifted neural encoded analog-to-digital converter [conference-paper]* / 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS): 5–8 December 2017, Batumi, Georgia. DOI: 10.1109/icecs.2017.8292026
5. Patent US007345604B2 USA. *Analog to Digital Conversion Using Recurrent Neural Networks* / Brian Watson, 2008.
6. O. V. Poliarus. *Dynamichna neiromerezheva model pervynnoho peretvoriuvacha* / O. V. Poliarus, A. O. Podorozhniak, A. O. Koval // *Vestnyk NTU “KhPY”*, 2014, No. 35 (1078), 152–160.
7. Jongwoo Lee. *A 2.5 mW 80 dB DR 36 dB SNDR 22 MS/s Logarithmic Pipeline ADC* / Jongwoo Lee, Joshua Kang, Sunghyun Park, Jae-sun Seo, Jens Anders, Jorge Guilherme, Michael P. Flynn // *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 44, 2009, No. 10, 2755–2765.
8. M. Santos et al., *Logarithmic Voltage-to-Time Converter for Analog-to-Digital Signal Conversion*, Lecture Notes in Electrical Engineering, Springer Nature Switzerland AG 2019. https://doi.org/10.1007/978-3-030-15978-8_3
9. M. Santosa, N. Horta, J. Guilherme, “A survey on nonlinear analog-to-digital converters”, *Integration, the VLSI Journal*, Vol. 47, Issue 1, 12–22, January 2014.
10. Silar Sirimasakul, Apinunt Thanachayanont. *A logarithmic level-crossing ADC*. 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). 978-1-5386-0449-6/17/\$31.00 (c) 2017 IEEE, 576–579.
11. A. Thanachayanont. *A 1-V, 330-nW, 6-Bit Current-Mode Logarithmic Cyclic ADC for ISFET-Based pH Digital Readout System*. *Circuits Syst Signal Process*. DOI 10.1007/s00034-014-9908-0. 1 October 2014 © Springer Science+Business Media New York 2014.
12. Sundarasaradula Y., Constandinou T. G., Thanachayanont A. *A 6-bit two-step successive approximation logarithmic ADC for biomedical applications*, 2016. URL: <https://madlab.cpe.ku.ac.th/ThailandResearch/?itemID=120927>

MODELING THE INFLUENCE OF COMPONENTS LEAKAGE CURRENTS ON THE ACCURACY OF THE RECURRENT LADCS

Z. Mychuda, L. Mychuda, H. Yelisieieva

Lviv Polytechnic National University,
Department of Computerized Automation Systems

© Mychuda Z., Mychuda L., Yelisieieva H., 2023

This work is dedicated to the investigation of errors in the recurrent logarithmic analog-to-digital converters (LADC). A generalized structural diagram of the recurrent LADC with a variable logarithmic base is provided. The implementation features and operating principles are explained. Models of the recurrent LADCs that account for the influence of component leakage currents in the converter circuits have been developed. The models consider changes in the structure of the recurrent LADCs during the conversion process. To improve the speed of LADCs, analog switches with an operational amplifier have been used, reducing the switch resistance in the ON state. This increased the clock frequency to 500 kHz, but also increased leakage currents. For the developed 8-bit the recurrent LADCs operating with 10- and 12-bit output code precision, errors from leakage currents do not exceed $(0.45 \text{ and } 1.37) \cdot 10^{-3} \%$ for conversion times not exceeding (28 and 78) μs (14 and 39 conversion cycles). Increasing the resolution of the LADCs and their output code results in an increase in these mentioned errors, but they remain significantly smaller than the corresponding quantization errors. However, with each 2 bits of increased precision, the conversion time of the recurrent LADCs increases by 1.5 times. Therefore, increasing precision by more than 2–4 bits is not practical.

Key words: recurrent logarithmic ADCs; modeling; leakage current; speed; accuracy.