

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА СЕНСОРИ

УДК 681.335 (088.8)

ЛОГАРИФМІЧНІ АЦП З НАКОПИЧЕННЯМ ЗАРЯДУ В АКТИВНИХ КОНДЕНСАТОРНИХ КОМІРКАХ. МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ПАРАЗИТНИХ ЄМНОСТЕЙ

© Зиновій Мичуда, 2002

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Автоматика та телемеханіка",
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Запропоновано математичні моделі похибок логарифмічних АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках, наведено результати моделювання та дано оцінку точності.

Предложены математические модели погрешностей логарифмических АЦП с накоплением заряда в активных конденсаторных ячейках, приведены результаты моделирования и дана оценка точности.

The mathematical models of errors of logarithmic ADC, based on accumulation of a charge in aktiv condensers cells, are offered, the results of modelling are presented and the valuation of accuracy are given.

1. Вступ

Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП) на комутованих конденсаторах (КК), що були розроблені [1] на кафедрі автоматики та телемеханіки Національного університету "Львівська політехніка", переважають за своїми технічними характеристиками всі інші типи ЛАЦП. У ЛАЦП на комутованих конденсаторах використовуються явища перерозподілу та накопичення заряду [1 – 18]. Крайне досліджені ЛАЦП з перерозподілом заряду [1 – 8], оскільки вони були розроблені значно швидше. ЛАЦП з накопиченням заряду (їх виконують на пасивних [14,15,17] або активних [9,10] конденсаторних комірках) досліджені менше, особливо ЛАЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках.

2. Фізична модель ЛАЦП з накопиченням заряду в активній конденсаторній комірці

Спрощена функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці зводиться до схеми, наведеної на рис. 1, де позначено:

БК – буферний каскад, РМП – регульований масштабний підсилювач, К0 – К4 – аналогові ключі, Км – компаратор.

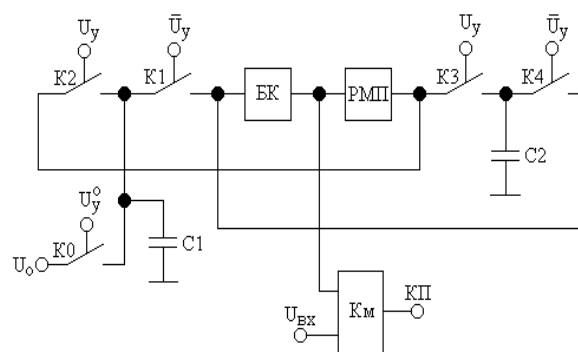


Рис. 1. Спрощена функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці

Розглядаючи ЛАЦП з накопиченням заряду в активній конденсаторній комірці, можемо помітити, що він містить як цифрові, так і аналогові вузли.

На точність ЛАЦП впливають фактично лише його аналогові вузли, зокрема конденсаторна комірка з ключами, регульований масштабний підсилювач, джерело опорної напруги та компаратор.

Зауважимо, що при виконанні джерела опорної напруги (U_0) на сучасній елементній базі з використанням прецизійних стабілітронів, похибку опорної напруги можна легко забезпечити в межах 0,001%. Тому цією похибкою надалі будемо нехтувати.

Ідеальна характеристика перетворення ЛАЦП з накопиченням заряду в активній конденсаторній комірці має такий вигляд

$$N = \frac{1}{\ln \alpha_{ид}} \ln \frac{U_{ВХ}}{U_0},$$

де $\alpha_{ид}$ – ідеальне значення основи логарифма, яке дорівнює коефіцієнту передачі РМП.

Дійсна характеристика перетворення ЛАЦП відрізнятиметься від ідеальної внаслідок паразитних впливів реальних компонентів схеми, зокрема:

- 1) паразитних міжелектродних ємностей;
- 2) струмів витікання;
- 3) неідеальності компаратора та регульованого масштабного підсилювача.

Вплив неідеальності компонентів схеми проявляється у зміні рівня напруг на накопичуючих конденсаторах $C1$ і $C2$, що призводить до похибки перетворення.

Впливом вхідних струмів і паразитних ємностей компаратора та регульованого масштабного підсилювача можна нехтувати, оскільки перед ними увімкнено повторювач напруги.

Напругою зміщення теж будемо нехтувати, бо за допомогою автокорекції її можна звести практично до нуля.

Отже, врахування неідеальності компонентів схеми ЛАЦП з накопиченням заряду зводиться фактично до врахування паразитних міжелектродних ємностей аналогових ключів конденсаторної комірки, струмів витікання накопичуючих конденсаторів і вхідного струму буферного каскаду. Останніми двома факторами в першому наближенні можна знехтувати, якщо накопичуючі конденсатори вибрати прецизійними (фторпластовими чи полістироловими), а буферний каскад виконати на операційному підсилювачі із зменшеними (0,1 нА і менше) вхідними струмами.

3. Математичні моделі похибок ЛАЦП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці

На основі функціональної схеми (рис. 1) побудуємо модель ЛАЦП з наростаючою розгорткою, що враховує паразитні міжелектродні ємності. Ця модель наведена на рис.2.

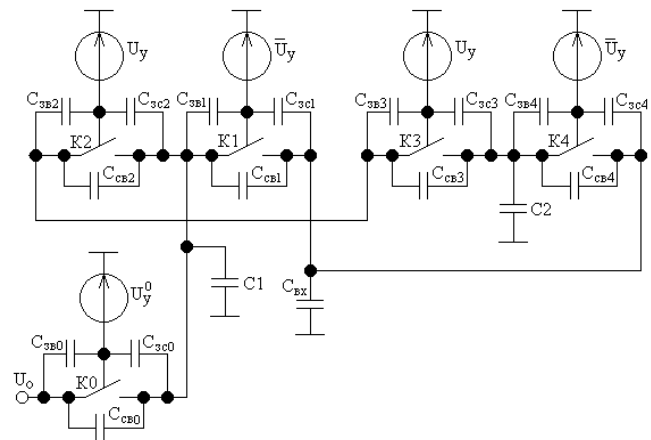


Рис. 2. Модель ЛАЦП з НЗ в активній конденсаторній комірці з урахуванням паразитних міжелектродних ємностей

Вплив паразитних міжелектродних ємностей буде проявлятися через:

- 1) передачу паразитного заряду;
- 2) проникнення напруги управління.

Зауважимо, що будемо орієнтуватися на використання у схемі ЛАЦП сучасних високоякісних аналогових ключів, які, як правило, виконуються на польових транзисторах.

Розглянемо процеси, які відбуваються в ЛАЦП під час його роботи.

Після команди запуску ЛАЦП відбувається початкове встановлення ЛАЦП і на накопичуючих конденсаторах $C1$ і $C2$ установлюються рівні напруги:

$$U_{C1}(0) = U_0 \quad \text{і} \quad U_{C2}(0) = \alpha U_0.$$

Потім з кожним тактовим імпульсом напруги на цих конденсаторах змінюються; причому до входу буферного каскаду по чергові підключається то один, то другий накопичуючий конденсатор. Тому всі висновки, справедливі для одного накопичуючого конденсатора, будуть справедливими на наступному такті для другого конденсатора.

1. Перший тактуючий імпульс.

Передача паразитного заряду. Модель ЛАЦП, що враховує передачу паразитного заряду, наведена на рис. 3.

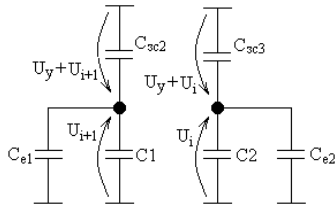


Рис. 3. Модель ЛАЦП з НЗ в активній конденсаторній комірці з урахуванням передачі паразитного заряду

$$C_{e1} = C_{зс0} + C_{св0} + C_{св1} + C_{зв1} + C_{св2};$$

$$C_{e2} = C_{св3} + C_{зв4} + C_{св4}.$$

Коли аналоговий ключ переходить із замкнутого стану в розімкнутий (низький рівень напруги управління U_y), то паразитний заряд, що був накопичений на паразитних ємностях затвора під час дії імпульсу напруги управління U_y (високий рівень), передається на накопичуючий конденсатор, зв'язаний з цим ключем.

Під час запуску на затворі ключа КЗ накопичується заряд:

$$Q_{p1} = (U_y + \alpha U_o) C_{3c3}.$$

Під час дії першого тактуючого імпульсу розімкнеться ключ КЗ і відбудеться перерозподіл цього паразитного заряду між паразитною ємністю C_{3c3} і накопичуючим конденсатором С2. Результуючий заряд дорівнює

$$Q_1 = Q_{C2} + Q_{p1} \text{ або}$$

$$Q_1 = \alpha U_o (C_2 + C_{e2}) + (U_y + \alpha U_o) C_{3c3},$$

де Q_{C2} – заряд, накопичений конденсатором С2;

$$C_{e2} = C_{св3} + C_{зв4} + C_{св4}.$$

З іншого боку, результуючий заряд після першого тактуючого імпульсу можна подати як

$$Q_1 = U_{1q} (C_2 + C_{e2} + C_{3c3}),$$

де U_{1q} – напруга на накопичуючому конденсаторі С2 після першого тактуючого імпульсу.

Прирівнюючи останній і передостанній вирази, одержимо значення напруги на накопичуючому конденсаторі після закінчення перерозподілу заряду на першому тактуючому імпульсі:

$$U_{1q} = \frac{\alpha U_o (C_2 + C_{e2} + C_{3c3}) + (U_y + \alpha U_o) C_{3c3}}{C_2 + C_{e2} + C_{3c3}}$$

$$= \alpha U_o + \frac{C_{3c3}}{C_2 + C_{e2} + C_{3c3}} U_y.$$

Якщо ввести позначення

$$k_2 = \frac{C_{3c3}}{C_2 + C_{e2} + C_{3c3}},$$

то вираз для напруги на накопичуючому конденсаторі з урахуванням впливу паразитного заряду після закінчення першого тактуючого імпульсу матиме вигляд

$$U_{1q} = \alpha U_o + k_2 U_y.$$

Проникнення напруги управління. Модель ЛАЦП, що враховує проникнення напруги управління, наведена на рис.4.

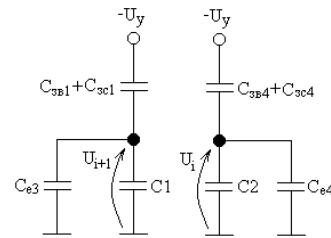


Рис. 4. Модель ЛАЦП з НЗ

в активній конденсаторній комірці з урахуванням проникнення напруги управління

$$C_{e3} = C_{зс0} + C_{св0} + C_{зс2} + C_{св2} + C_{св4} + C_{зс4} + C_{вх};$$

$$C_{e4} = C_{св1} + C_{зс1} + C_{зс3} + C_{св3} + C_{вх}.$$

Паразитна ємність затвора ключа К4 і накопичуюча ємність С2 утворюють ємнісний дільник напруги, який ділить напругу управління U_y обернено пропорційно до значення цих ємностей. Тому після першого тактуючого імпульсу приріст напруги на накопичуючому конденсаторі С2 від проникнення напруги управління буде дорівнювати

$$\Delta U = \frac{C_{зв4} + C_{зс4}}{C_2 + C_{e4} + C_{зв4} + C_{зс4}} \cdot U_y,$$

де $C_{e4} = C_{зс1} + C_{св1} + C_{вх} + C_{зс3} + C_{св3}.$

Ввівши позначення

$$\beta_2 = \frac{C_{зв4} + C_{зс4}}{C_2 + C_{e4} + C_{зв4} + C_{зс4}},$$

отримаємо приріст напруги на С2 від проникнення напруги управління U_y :

$$\Delta U = \beta_2 U_y.$$

Отже, після першого тактуючого імпульсу до входу буферного каскаду буде підключено накопичуючий конденсатор С2 і напруга на ньому з урахуванням передачі паразитного заряду і проникнення напруги управління буде дорівнювати

$$U_1 = \alpha U_o + k_2 U_y - \Delta U \text{ або } U_1 = \alpha U_o + (k_2 - \beta_2) U_y.$$

2. Другий тактуючий імпульс.

На другому такті замість накопичуючого конденсатора С2 треба враховувати конденсатор С1, а замість ключа К4 – ключ К1; причому будемо вважати, що параметри конденсаторів і ключів відповідно однакові.

Передача паразитного заряду. Паразитний заряд після розмикання ключа К2

$$Q_{p2} = (U_y + \alpha U_1) C_{3c2}.$$

Результуючий заряд після другого тактуючого імпульсу дорівнює

$$Q_2 = \alpha U_1 (C_1 + C_{e1}) + (U_y + \alpha U_1) C_{3c2},$$

де $C_{e1} = C_{3c0} + C_{cb0} + C_{cb1} + C_{zb1} + C_{cb2}$.

З іншого боку

$$Q_2 = U_{2q} (C_1 + C_{e1} + C_{3c2}).$$

Прирівнюючи останній і передостанній вирази та ввівши позначення

$$k_1 = \frac{C_{3c2}}{C_1 + C_{e1} + C_{3c2}},$$

отримаємо значення напруги на накопичуючому конденсаторі С1 з урахуванням передачі паразитного заряду після другого тактуючого імпульсу:

$$U_{2q} = \alpha U_1 + k_1 U_y \quad \text{або}$$

$$U_{2q} = \alpha^2 U_o + [\alpha(k_2 - \beta_2) + k_1] U_y.$$

Проникнення напруги управління на другому такті викликає зміну напруги на накопичуючому конденсаторі С1:

$$\Delta U_1 = \beta_1 U_y,$$

де
$$\beta_1 = \frac{C_{zb1} + C_{3c1}}{C_2 + C_{e3} + C_{zb1} + C_{3c1}};$$

$C_{e3} = C_{3c0} + C_{cb0} + C_{3c2} + C_{cb2} + C_{3c4} + C_{cb4} + C_{vx}$.

Отже, після другого тактуючого імпульсу до входу буферного каскаду буде підключено накопичуючий конденсатор С1 і напруга на ньому з урахуванням передачі паразитного заряду і проникнення напруги управління буде дорівнювати

$$U_2 = U_{2q} - \Delta U_1 \quad \text{або}$$

$$U_2 = \alpha^2 U_o + [\alpha(k_2 - \beta_2) + k_1] U_y - \beta_1 U_y.$$

Остаточно напруга на накопичуючому конденсаторі С1 після другого такту

$$U_2 = \alpha^2 U_o + [\alpha(k_2 - \beta_2) + (k_1 - \beta_1)] U_y.$$

3. Третій тактуючий імпульс.

Знову міняються місцями накопичуючі конденсатори і до входу буферного каскаду виявляється підключеним другий конденсатор С2, тобто у схемі ЛАЦП відбуваються ті самі процеси, що і на першому такті.

Передача паразитного заряду. Паразитний заряд після другого такту

$$Q_{p3} = (U_y + \alpha U_2) C_{3c3}.$$

Результуючий заряд після третього такту

$$Q_3 = \alpha U_2 (C_2 + C_{e2}) + (U_y + \alpha U_2) C_{3c3}.$$

З іншого боку

$$Q_3 = U_{3q} (C_2 + C_{e2} + C_{3c3}).$$

Прирівнюючи останній і передостанній вирази, отримаємо значення напруги на накопичуючому конденсаторі С2 з урахуванням передачі паразитного заряду після третього такту

$$U_{3q} = \alpha U_2 + k_2 U_y \quad \text{або}$$

$$U_{3q} = \alpha^3 U_o + [\alpha^2(k_2 - \beta_2) + \alpha(k_1 - \beta_1) + k_2] U_y.$$

Проникнення напруги управління. На третьому такті зміна напруги на накопичуючому конденсаторі С2 така сама, як і на першому. Тому напруга на накопичуючому конденсаторі С2 з урахуванням передачі паразитного заряду і проникнення напруги управління:

$$U_3 = U_{3q} - \Delta U_2 = U_{3q} - \beta_2 U_y \quad \text{або}$$

$$U_3 = \alpha^3 U_o + [\alpha^2(k_2 - \beta_2) + \alpha(k_1 - \beta_1) + (k_2 - \beta_2)] U_y.$$

Остаточно

$$U_3 = \alpha^3 U_o + [\alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha(k_1 - \beta_1)] U_y.$$

4. Четвертий тактуючий імпульс.

Передача паразитного заряду.

$$U_{4q} = \alpha U_3 + k_1 U_y \quad \text{або}$$

$$U_{4q} = \alpha^4 U_o + [\alpha(\alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha^2(k_1 - \beta_1) + k_1] U_y.$$

Проникнення напруги управління з урахуванням передачі паразитного заряду

$$U_4 = U_{4q} - \Delta U_1 = U_{4q} - \beta_1 U_y \quad \text{або}$$

$$U_4 = \alpha^4 U_o + [\alpha(\alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) + (\alpha^2 + 1)(k_1 - \beta_1)] U_y.$$

5. П'ятий тактуючий імпульс.

Передача паразитного заряду.

$$U_{5q} = \alpha U_4 + k_2 U_y \quad \text{або}$$

$$U_{5q} = \alpha^5 U_o + [\alpha^2(\alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha(\alpha^2 + 1)(k_1 - \beta_1) + k_2] U_y.$$

Проникнення напруги управління з урахуванням передачі паразитного заряду

$$U_5 = U_{5q} - \Delta U_2 = U_{5q} - \beta_2 U_y \quad \text{або}$$

$$U_5 = \alpha^5 U_o + [(\alpha^4 + \alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha(\alpha^2 + 1)(k_1 - \beta_1)] \cdot U_y.$$

Аналогічно можемо отримати співвідношення і для наступних тактів перетворення.

N-й тактуючий імпульс.

Напруга на накопичуючому конденсаторі після *N*-го тактуючого імпульсу дорівнює:

а) для непарних *N*

$$U_N = \alpha^N U_o + (\alpha^{N-1} + \alpha^{N-3} + \dots + \alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) U_y + \alpha(\alpha^{N-3} + \alpha^{N-5} + \dots + \alpha^2 + 1)(k_1 - \beta_1) U_y.$$

б) для парних *N*

$$U_N = \alpha^N U_o + \alpha(\alpha^{N-2} + \alpha^{N-4} + \dots + \alpha^2 + 1)(k_2 - \beta_2) U_y + (\alpha^{N-2} + \alpha^{N-4} + \dots + \alpha^2 + 1)(k_1 - \beta_1) U_y.$$

Вирази у дужках є геометричними прогресіями із знаменником α^2 . Тому в загальному випадку можна записати вираз для напруги на накопичуючому конденсаторі з урахуванням впливу паразитних міжелектродних ємностей компонентів схеми ЛАЦП як

$$U_N = \alpha^N U_o + \left[\alpha^{\frac{1+(-1)^N}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2S})(k_2 - \beta_2)}{1 - \alpha^2} + \alpha^{\frac{1+(-1)^{N-1}}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2(N-S)})(k_1 - \beta_1)}{1 - \alpha^2} \right] \cdot U_y,$$

де $S = \frac{2N+1+(-1)^{N-1}}{4}$.

Другий член цього виразу є результуючою абсолютною похибкою перетворення ЛАЦП (ΔU_{Nc}), що викликана впливом паразитних міжелектродних ємностей елементів схеми, після *N* тактів перетворення:

$$\Delta U_{Nc} = \left[\alpha^{\frac{1+(-1)^N}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2S})(k_2 - \beta_2)}{1 - \alpha^2} + \alpha^{\frac{1+(-1)^{N-1}}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2(N-S)})(k_1 - \beta_1)}{1 - \alpha^2} \right] \cdot U_y.$$

Складові результуючої абсолютної похибки ΔU_{Nc} з множниками k_1 і k_2 – похибка (ΔU_{Nq}) від передачі паразитного заряду, а з множниками β_1 і β_2 – похибка (ΔU_{Ny}) від проникнення напруги управління:

$$\Delta U_{Nq} = \left[\alpha^{\frac{1+(-1)^N}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2S})k_2}{1 - \alpha^2} + \alpha^{\frac{1+(-1)^{N-1}}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2(N-S)})k_1}{1 - \alpha^2} \right] \cdot U_y;$$

$$\Delta U_{Ny} = \left[\alpha^{\frac{1+(-1)^N}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2S})(-\beta_2)}{1 - \alpha^2} + \alpha^{\frac{1+(-1)^{N-1}}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha^{2(N-S)})(-\beta_1)}{1 - \alpha^2} \right] \cdot U_y.$$

За цими формулами можна визначити напругу на накопичуючому конденсаторі і її похибку на будь-якому такті перетворення. Як видно з отриманих виразів, похибки від передачі паразитного заряду і проникнення напруги управління до деякої міри взаємно компенсуються, оскільки мають різні знаки.

Результати розрахунку абсолютних похибок від передачі паразитного заряду ΔU_{Nq} , проникнення напруги управління ΔU_{Ny} і результуючої похибки ΔU_{Nc} від впливу паразитних міжелектродних ємностей наведені відповідно на графіках рис. 5 – 7.

Розрахунок був виконаний за умови забезпечення похибки квантування 0,1 % в діапазоні зміни вхідного сигналу 1мВ – 10 В. При розрахунку були прийняті допущення:

відповідні паразитні міжелектродні ємності аналогових ключів однакові;

$$C_{зв} = C_{зс} = C_{п};$$

$$C_{св} = 0,5C_{зс}.$$

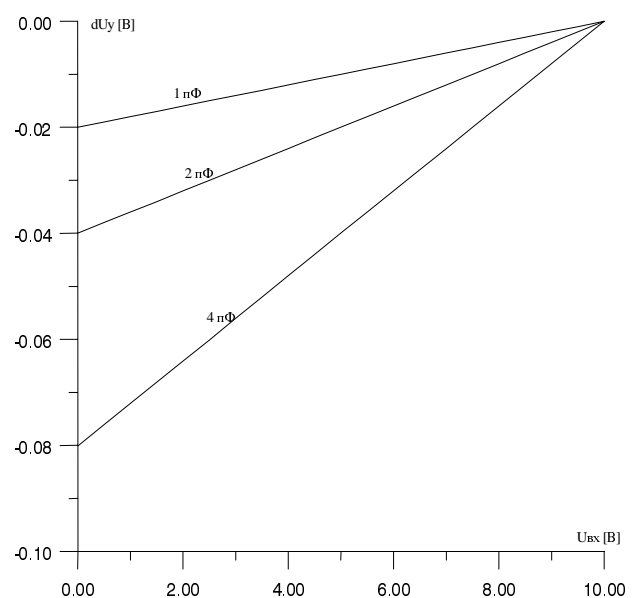


Рис. 5. Абсолютна похибка від передачі паразитного заряду

З графіків рис. 5 – 7 бачимо, що із збільшенням паразитних міжелектродних ємностей похибки зростають за абсолютним значенням, причому:

1) похибка проникнення напруги управління ΔU_{Ny} є від'ємною і досягає -20 мВ при $C_n=1$ пФ, -40 мВ при $C_n=2$ пФ і $-80,1$ мВ при $C_n=4$ пФ;

2) похибка від передачі паразитного заряду ΔU_{Nq} є додатною і не перевищує 10 мВ при $C_n=1$ пФ, 20 мВ при $C_n=2$ пФ і 40 мВ при $C_n=4$ пФ;

3) результуюча похибка ΔU_{Nc} від впливу паразитних міжелектродних ємностей є від'ємною і становить -10 мВ при $C_n=1$ пФ, -20 мВ при $C_n=2$ пФ і -40 мВ при $C_n=4$ пФ.

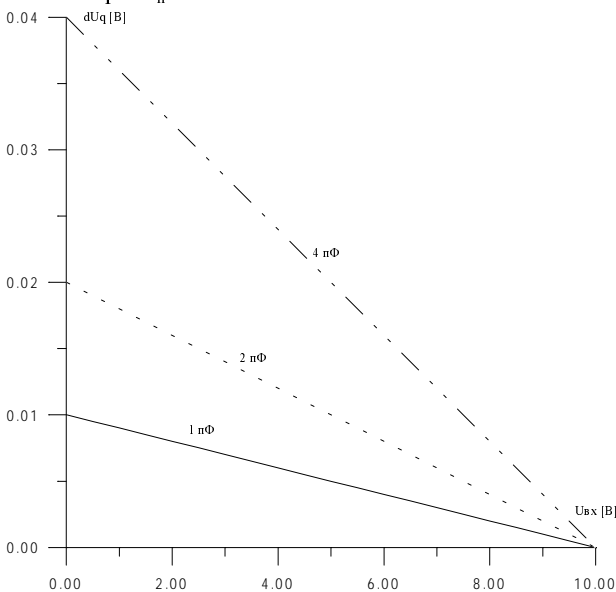


Рис. 6. Абсолютна похибка від проникнення напруги управління

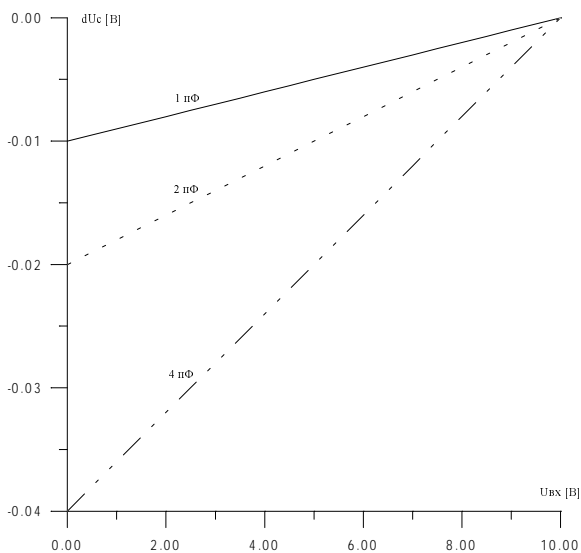


Рис. 7. Результуюча абсолютна похибка від впливу паразитних міжелектродних ємностей

Висновки

З виконаного моделювання ЛАЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комітках випливає, що:

1. Вплив паразитних міжелектродних ємностей аналогових ключів на накопичення заряду в конденсаторній комітці відбувається через проникнення напруги управління та передачу паразитного заряду затвора.

2. Послідовні ЛАЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комітках дають змогу досягти класу точності 0,4.

3. Підвищити точність (краще від класу 0,4) можна параметрично, виконавши аналогові ключі на комплементарних парах транзисторів або структурно, реалізуючи порозрядний [11, 12] чи комбінований [13, 18] методи перетворення і зменшуючи внаслідок цього кількість тактів перетворення та інструментальну похибку.

1. А.с. 949663 СССР. Способ определения логарифма / З.Р.Мичуда, В.Б.Дудыкевич // Открытия. Изобрет. 1982. №29.
2. А.с. 1157551 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / В.Б.Дудыкевич, З.Р.Мичуда, В.И.Нечепоренко // Открытия. Изобрет. 1985. №19.
3. С.С.Lefas. A serial charge redistribution logarithmic A/D converter. "Int. Journal of Circuit Theory and Applications", Vol.17, 1989, pp.47-54.
4. Мулявко Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами - М., 1992.
5. Mychuda Z.R., Piskozub A.Z. A charge redistribution analog-to-digital converters modelling, International Workshop on ADC MODELLING. PROCEEDINGS. House of Scientists, Smolenice Castle, Slovak Republic, May 7-9, 1996, pp.100-105.
6. А.с. 1425726 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р.Мичуда, В.П.Лукашевич // Открытия. Изобрет. 1988. №35.
7. Мичуда З.Р., Куземко О.З. Логарифмичний АЦП з перерозподілом заряду // Вісник ДУ"Львівська політехніка" N292. 1995. С.75-80.
8. Мичуда З.Р. Підвищення точності та швидкодії послідовних логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду // Книга за матеріалами 4-ї міжнародної НТК "Контроль і управління в технічних системах". У 3-х томах. Т.2.- Вінниця: 1997.
9. А.с.1382253 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мичуда // 1987.
10. Мичуда З.Р. Логарифмичний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою // Вісник ДУ"Львівська політехніка" N324, 1998, С. 106-110.
11. А.с. 1429136 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мичуда, Н.В. Яворский // Открытия. Изобрет. 1988. №37.
12. Мичуда З.Р. Порозрядний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач // Міжвід. зб. "Вимірювальна техніка та метрологія". 1998. №53. С.114-118.
13. Заявка 96114193 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення /

З.Р. Мичуда // Бюл. ПВ. 1997. №3. 14. Матецька Л.А., Мичуда З.Р. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду // Вісник "Львівська політехніка", Л., 2000. Вип.389, С. 140-146. 15. Матецька Л.А., Мичуда З.Р. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовно включених конденсаторах // Зб.наукових праць «Комп'ютерні технології друкарства».-Л., 2000. – №5. С. 36-43. 16. Мичуда З.Р. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною харак-

теристикою перетворення. Огляд. Частина 2 // Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л., 2000, Вип.57, С.14-25. 17. Мичуда З.Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на пасивних конденсаторних комірках // Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л., 2001, Вип. 58, – С. 26-32. 18. Патент 43364 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ З.Р.Мичуда// Бюл.№11, 2001.

УДК 621.317

БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНІ СЕНСОРИ: КОНЦЕПЦІЯ СУЧАСНОГО ВИКОРИСТАННЯ

© Віктор Засименко, Богдан Голюка, 2002

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація",
вул. С.Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Пропонується новий напрямок розвитку багатофункціональних сенсорів, які дають змогу одним вимірювальним перетворювачем забезпечувати одночасне вимірювання двох і більше фізичних величин, як правило, без потреби вилучення додаткових похибок.

Предлагается новое направление развития многофункциональных сенсоров, которые позволяют одним измерительным преобразователем обеспечивать одновременное измерение двух и больше физических величин, как правило, без необходимости изъятия дополнительных погрешностей.

Offers a new area of development many functional sensors, which allow by one measuring transformer to provide a simultaneous measuring of two and more physical sizes, as regulation without withdrawal need of additional errors.

Прогресуючий розвиток мікропроцесорної техніки вимагає нового підходу до створення, вдосконалення та розширення можливостей первинних вимірювальних перетворювачів, яких часто називають просто сенсорами [1]. Сенсори, що вимірюють одну фізичну величину, при дії на них інших впливних факторів (чинників), спричиняють додаткові похибки при виході цих факторів за певні межі. Розвиток мікропроцесорної техніки вимагає достовірної інформації про впливні фактори для усунення цього впливу за допомогою інших сенсорів, чутливих до цього впливу.

Отже, знання математичних моделей, що охоплюють всі впливні фактори, дає змогу уникнути додаткової систематичної похибки [2].

Формулювання задачі. У [2] детально викладена концепція застосування математичних моделей вимірювальних перетворювачів у реальних умовах експлуатації, з якої випливає доцільність формулювання чи

побудови математичних моделей для усунення додаткових похибок. Можливі два варіанти вирішення цієї задачі:

– подати споживачеві математичну модель результуючої похибки для реальних умов експлуатації, тоді при відомих значеннях впливних факторів можливо оцінити результуючу похибку;

– самим засобом вимірювання, як правило, із використанням мікропроцесорної техніки ввести необхідні поправки на дію впливних факторів.

Перше рішення є громіздким, незручним, трудозатратним. Друге – вимагає програмного забезпечення, матеріального ускладнення, є дорогим, не зовсім надійним і не повністю усуває додаткові похибки. Крім того, обидва рішення мають спільний недолік, оскільки вимагають додаткових однофункціональних сенсорів.

Для усунення вказаних недоліків достатньо застосувати багатофункціональні сенсори (БФС), оскільки