

УДК 621.317.7

DOI: 10.18372/2073-4751.73.17646

Сергєєв І.Ю., к.т.н.,
orcid.org/0000-0003-3363-4328

РОЗВИТОК СХЕМОТЕХНІКИ ІНТЕГРУЮЧИХ АЦП

Національний авіаційний університет

igor.sergeyev@npp.nau.edu.ua

Вступ

У ювілейному випуску журналу Electronics, присвяченому його 60-річчю, було названо 12 основних ідей електроніки. Серед них виявився аналого-цифровий перетворювач (АЦП) двотактного інтегрування (Dual-slope integrated ADC). Це видатне технічне рішення справило революцію у схемотехніці АЦП. Надалі ця ідея отримала розвиток у трьохтактних і багатотактних інтегруючих АЦП (Multi-slope integrated ADC) та їх різновидах, а потім з'явилися й інші модифікації цього пристрою, включаючи і сігма-дельта АЦП. Такий розвиток схемотехніки АЦП на кожному етапі дозволяв досягати дедалі більше видатних параметрів, зокрема, значного зниження похибки і збільшення точності перетворення [1-5].

Постановка проблеми

У той же час багато технічних рішень, використаних при створенні вольтметрів і покладених в їх основу АЦП, що мали успіх на ринку, забезпечивши досягнення рекордних для свого часу параметрів за точністю, недостатньо освітлені в

літературі. Серед них такі вольтметри як SOLARTRON моделей 7065, 7071 та 7081, аналізу яких присвячена дана стаття.

Наведений нижче аналіз схемотехніки АЦП, на думку автора, може становити великий інтерес і бути корисним для широкого кола розробників технічних засобів автоматизації, і послужить заповненню білих плям у схемотехніці високоточних інтегруючих АЦП.

Розв'язання проблеми

Структурна схема АЦП. Структурна схема АЦП наведена на рис.1, а форма сигналу в характерних точках 1, 2, 3 і 4 відповідно – на рис.2. Тут U_x – вхідна напруга; U_S – допоміжна змінна напруга прямокутної форми (меандр) амплітудою $+U_1$ і $-U_2$ і періодом $2T$; $+U_1$ і $-U_2$ – допоміжні напруги постійного струму не високої точності; $+E_1$ і $-E_1$ – постійні напруги високої точності (опорні); f_0 – тактова частота; РЛІ – реверсивний лічильник імпульсів; N – вихідний код; U_{int} – напруга на виході інтегратора.

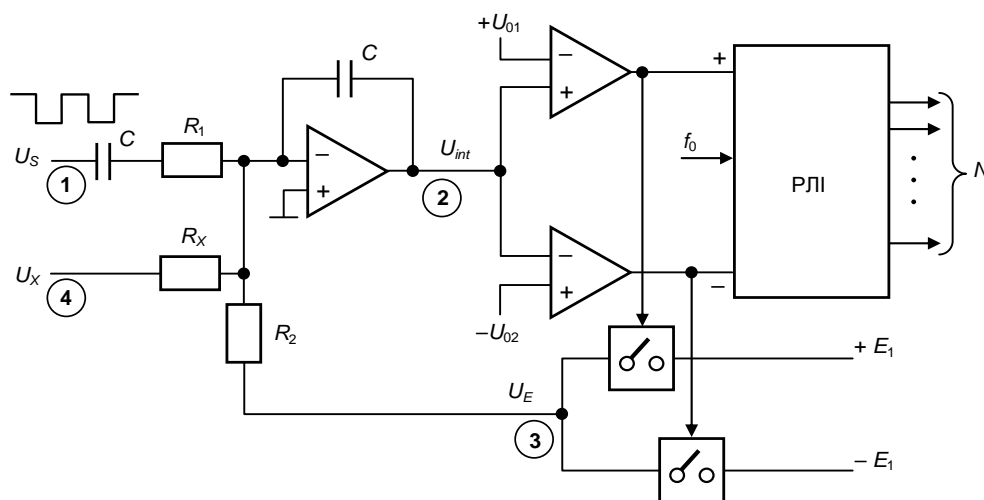


Рис. 1. Структурна схема АЦП

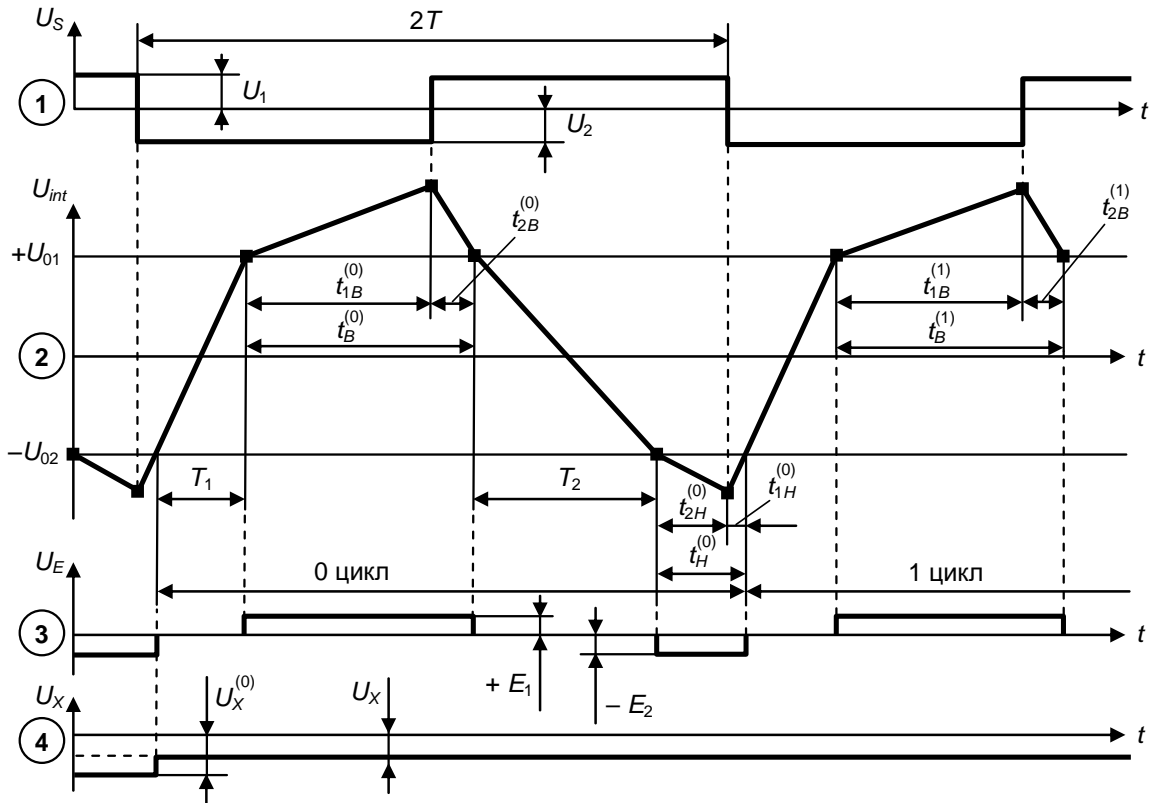


Рис. 2. Осцилограми напруг у характерних точках схеми

Використовуючи позначення на рис.2, можна отримати рівняння перетворення АЦП на основі балансу зарядів інтегратора. Якщо сума зарядів, що протікають через три входи інтегратора, дорівнює нулю, то має місце таке рівняння:

$$\frac{2U_x T}{R_x C} = \frac{\Delta T E}{R_2 C}$$

де $\Delta T = t_B - t_H$; $E = E_1 = |-E_2|$; U_x – вхідна напруга; (для позначення інших членів див. діаграми на рис.2), звідки можна написати:

$$\Delta T = \frac{U_x 2TR_2}{ER_x} \quad (1)$$

і

$$N = -\frac{U_x N_o R_2}{ER_x} \quad (2)$$

де $N = \Delta T f_o$ і $N_o = 2T f_o$

Зауважимо, що баланс витрат на інтеграторі досягається не у всіх випадках. Для цього необхідні певні умови, які ми розглянемо пізніше.

Рівняння перетворення. Припустимо, що на початок 1-го аналізованого

нами циклу перетворення відбулася різка зміна вхідної напруги з $U_x^{(o)}$ на U_x (рис.2). Подивимося, як будуть змінюватися інтервали часу $t_{1H}^{(i)}$, $t_{2H}^{(i)}$, $t_{2B}^{(i)}$ і $t_{1B}^{(i)}$ від циклу до циклу (i -позначає номер циклу). Можна показати, що:

$$t_{1B}^{(1)} = T - T_1 - t_{1H}^{(0)}, \quad (3)$$

$$t_{2B}^{(1)} = -t_{1B}^{(1)} \cdot \frac{U_x - U + E}{U_x + U + E}, \quad (4)$$

$$t_{2H}^{(1)} = T - T_2 - t_{2B}^{(1)}, \quad (5)$$

$$t_{1H}^{(1)} = -t_{2H}^{(1)} \cdot \frac{U_x + U - E}{U_x - U - E}, \quad (6)$$

$$T_1 = \frac{(U_{o1} + U_{o2})RC}{U_x - U} = -\frac{2U_o RC}{U_x - U},$$

$$T_2 = \frac{(U_{o1} + U_{o2})RC}{U_x + U} = \frac{2U_o RC}{U_x + U}.$$

Тут ми припускаємо, що $R_1 = R_2 = R_x = R$; $U_{o1} = |-U_{o2}| = U_o$; $E_1 = |-E_2| = E$.

Підставляючи (5), (4), (3) у (6), отримуємо вираз для визначення інтервалу часу в першому циклі:

$$t_{1H}^{(1)} = -(T-T_2) \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} + t_{2B}^{(1)} \cdot \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} = -(T-T_2) \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} - t_{2B}^{(1)} \cdot \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} \cdot \frac{U_x-U+E}{U_x+U+E} =$$

$$= -(T-T_2) \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} - (T-T_1) \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} \cdot \frac{U_x-U+E}{U_x+U+E} + t_{1H}^{(0)} \cdot \frac{U_x-U+E}{U_x+U+E} = A_{1H} + t_{1H}^{(0)} \cdot B. \quad (7)$$

де $A_{1H} = -(T-T_2) \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} - (T-T_1)B$; $B = \frac{U_x+U-E}{U_x-U-E} \cdot \frac{U_x-U+E}{U_x+U+E}$ – знаменник геометричної прогресії.

Використовуючи (7) як рекурентну формулу, можна отримати вирази для визначення інтервалу часу в наступних циклах:

$$t_{1H}^{(2)} = A_{1H} + t_{1H}^{(1)} \cdot B = A_{1H} (1+B) + t_{1H}^{(0)} \cdot B^2,$$

$$t_{1H}^{(3)} = A_{1H} + t_{1H}^{(2)} \cdot B = A_{1H} (1+B+B^2) + t_{1H}^{(0)} \cdot B^3,$$

$$t_{1H}^{(n)} = A_{1H} + t_{1H}^{(n-1)} \cdot B = A_{1H} \sum_{j=1}^n B^{j-1} + t_{1H}^{(0)} \cdot B^n. \quad (8)$$

Тепер ми бачимо, що останній вираз складається з двох частин – геометричної прогресії зі знаменником прогресії B , яка збігається, коли виконується нерівність $|B| < 1$ виконується, і члена $t_{1H}^{(0)} B^n$, що зменшується за абсолютною величиною (за тієї самої умови).

Очевидно, що при виконанні наведеної вище нерівності інтервал часу після завершення перехідного процесу набуває

постійного значення і може бути знайдений (за загальною формулою геометричної прогресії) таким чином:

$$t_{1H}^{(00)} = \lim_{n \rightarrow \infty} t_{1H}^{(n)} = \frac{A_{1H}}{1-B}. \quad (9)$$

Можна побачити, що $t_{1H}^{(00)}$ в режимі, що встановився, набуває свого постійного значення.

Для інтервалу часу t_{2H} аналогічним чином можна отримати такі вирази:

$$t_{2H}^{(1)} = A_{2H} + t_{2H}^{(0)} \cdot BD \quad (10)$$

де $A_{2H} = -A_{1H} \frac{U_x-U-E}{U_x+U-E} = (T-T_2) + (T-T_1) \frac{U_x-U+E}{U_x+U+E}$, $D = \frac{U_x-U-E}{U_x+U-E} \cdot \frac{U_x^{(0)}+U-E}{U_x^{(0)}+U-E}$,

$$t_{2H}^{(n)} = A_{2H} \sum_{j=1}^n B^{j-1} + t_{2H}^{(0)} \cdot B^n D. \quad (11)$$

$$t_{2H}^{(00)} = \frac{A_{2H}}{1-B} \quad \text{or} \quad t_{2H}^{(00)} = -t_{1H}^{(00)} \cdot \frac{U_x-U-E}{U_x+U-E}. \quad (12, 12a)$$

За проміжок часу t_{2B} :

$$t_{2B}^{(1)} = T - T_2 - A_{2H} - (T - T_{20})BD + t_{2B}^{(0)} \cdot BD \quad (13)$$

де T_{20} – інтервал часу T_2 до початку 1-го циклу,

$$t_{2B}^{(n)} = T - T_2 - A_{2H} \sum_{j=1}^n B^{j-1} - (T - T_{20})B^n D + t_{2B}^{(0)} \cdot B^n D, \quad (14)$$

$$t_{2B}^{(00)} = T - T_2 - \frac{A_{2H}}{1-B} \quad \text{or} \quad t_{2B}^{(00)} = T - T_2 - t_{2H}^{(00)}. \quad (15, 15a)$$

За проміжок часу t_{1B} :

$$t_{1B}^{(1)} = -(T-T_2) \frac{U_x+U+E}{U_x-U+E} + A_{1B} + (T-T_{20})BD \frac{U_x+U+E}{U_x-U+E} + t_{1B}^{(0)} \cdot BDF \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{де } A_{1B} &= A_{2H} \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E}; \quad F = \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E} \cdot \frac{U_x^{(0)} - U + E}{U_x^{(0)} + U + E}, \\ t_{1B}^{(n)} &= -(T - T_2) \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E} + A_{1B} \sum_{j=1}^n B^{j-1} + (T - T_{20}) \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E} B^n D - t_{2B}^{(0)} \cdot B^n GF, \end{aligned} \quad (17)$$

$$t_{1B}^{(00)} = -(T - T_2) \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E} + \frac{A_{1B}}{1 - B}, \quad (18)$$

$$t_{1B}^{(00)} = -t_{2B} \frac{U_x + U + E}{U_x - U + E}. \quad (18a)$$

Очевидно, що вирази, які задають початкові значення $t_{2H}^{(0)}$, $t_{1H}^{(0)}$, $t_{2B}^{(0)}$ і $t_{1B}^{(0)}$ можна отримати з виразів (9), (12), (12a), (15), (15a), (18):

$$t_{1H}^{(0)} = \frac{A_{1H}^{(0)}}{1 - B^{(0)}};$$

$$t_{2H}^{(0)} = \frac{A_{2H}^{(0)}}{1 - B^{(0)}} \quad \text{або} \quad t_{2H}^{(0)} = -t_{1H}^{(0)} \frac{U_x^{(0)} - U - E}{U_x^{(0)} + U - E};$$

$$t_{2B}^{(0)} = T - T_{20} - \frac{A_{2H}^{(0)}}{1 - B^{(0)}} \quad \text{або} \quad t_{2B}^{(0)} = T - T_{20} - t_{2H}^{(0)};$$

$$t_{1B}^{(0)} = -(T - T_{20}) \frac{U_x^{(0)} + U - E}{U_x^{(0)} - U + E} + \frac{A_{1B}^{(0)}}{1 - B^{(0)}} \quad \text{або} \quad t_{1B}^{(0)} = -t_{2B}^{(0)} \frac{U_x^{(0)} + U + E}{U_x^{(0)} - U + E}$$

де $A_{1H}^{(0)}$, $B^{(0)}$, $A_{2H}^{(0)}$, $A_{1B}^{(0)}$ дорівнюють відповідно A_{1H} , B , A_{2H} і A_{1B} коли $U_x = U_x^{(0)}$.

На основі наведених виразів досить легко написати рівняння перетворення розглянутого АЦП. В режимі, що встановився, використовуючи рівняння (9), (12), (12a), (15), (15a), (18) і (18a) відповідно:

$$\Delta T = t_B^{(00)} - t_H^{(00)} = t_{1B}^{(00)} + t_{2B}^{(00)} - t_{1H}^{(00)} - t_{2H}^{(00)} = \frac{U_x 2T}{E}, \quad (19)$$

$$N = \Delta T f_o = \frac{U_x N_o}{E}. \quad (20)$$

або, замінюючи для загальності, $\frac{U_x}{R} = \frac{U_x}{R_x}$; $\frac{E}{R} = \frac{E}{R_2}$, отримуємо вирази (1) і (2) відповідно.

Рівняння перетворення для перехідного процесу встановлення вихідної величини можна записати аналогічно виразам (1), (2), (19) і (20), використовуючи рівняння (8), (11), (14) і (17).

Зауважимо, що вирази (7), (10), (13) і (16) є лінійними диференційними рівняннями. Розв'язуючи їх за допомогою Z-перетворення, легко отримати рівняння (9), (12), (15) і (18).

Розглянутий АЦП можна описати узагальненою структурною схемою, вперше запропонованою автором. Результат

аналізу цієї узагальненої структури є цілком застосовним для аналізу похибок розглянутого АЦП (і йому подібних). Це дозволяє сформулювати вимоги до всіх блоків і частин АЦП і до вхідного сигналу. В результаті, ми можемо правильно синтезувати цей пристрій.

Як було показано вище, вихідна величина після зміни вхідної величини встановлюється відповідно до закону геометричної прогресії зі знаменником прогресії B . На рис. 3 зображено графік залежності B від U_x .

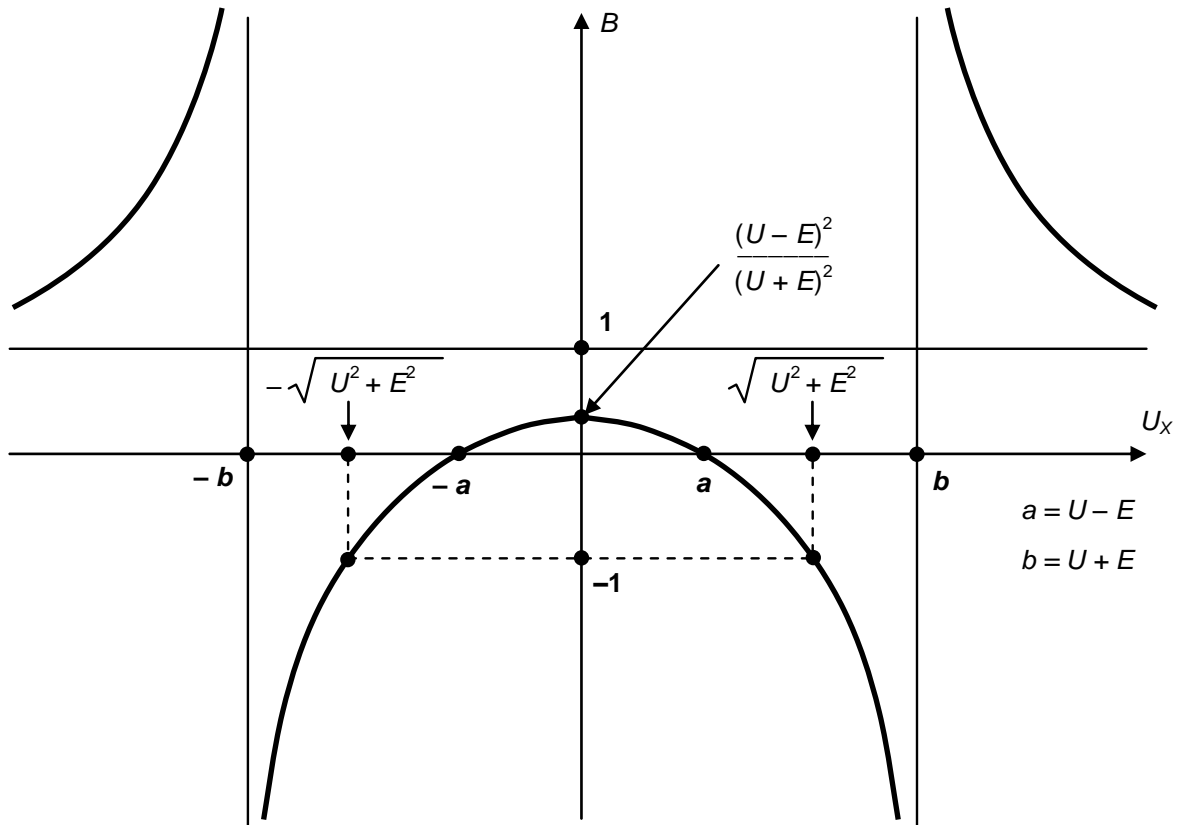


Рис. 3. Графік залежності знаменника геометричної прогресії B від вхідної напруги U_x

Специфічні точки кривої такі:

1. $U_x = 0$; $B = \frac{a^2}{b^2} = \frac{(U-E)^2}{(U+E)^2}$, де $a = U - E$; $b = U + E$.
2. $B = 0$; $U_x = \pm a$.
3. $B = \pm 1$; $U_x = \pm \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{2}} = \pm \sqrt{U^2 + E^2}$.

Таким чином діапазон вхідної напруги U_x , у якому задовільняється нерівність $|B| < 1$, описується виразом: $U_x \leq |\sqrt{U^2 + E^2}|$. Зауважте, однак, що в дійсності діапазон вхідного сигналу U_x розглянутого АЦП менший, ніж заданий вище нерівністю. Причина полягає в тому що, коли $U_x = |U - E|$, криві вихідної напруги інтегратора поза часовими інтервалами t_B і t_H стають горизонтальними лініями. АЦП не працює, якщо модуль вхідної напруги дорівнює або перевищує це значення. Якщо врахувати необхідність деякого запасу для забезпечення перемикавання компаратора на початку і в кінці інтервалів часу t_B і t_H , то межі реального діапазону

вхідної напруги ще більше зменшуються в порівнянні з $|U - E|$.

Інструментальні похибки. За допомогою наведеного аналізу легко отримати вирази, що описують похибки через неідеальність елементів АЦП.

Так, наприклад, неідеальність аналогових вимикачів – відставання у включенні і виключенні, можна врахувати еквівалентним скороченням Δt_B^H і Δt_H^H та подовженням Δt_B^K і Δt_H^K інтервалів часу t_B і t_H (рис.4).

Приріст вихідної величини ΔT внаслідок цього (абсолютна похибка) можна представити наступними виразами:

$$\Delta \Delta T_i = \Delta t_H^H - \Delta t_B^H + \Delta t_B^K - \Delta t_H^K$$

і відносна похибка:

$$\gamma_t = \frac{\Delta \Delta T_i}{\Delta T} = \frac{\Delta t_H^H - \Delta t_B^H + \Delta t_B^K - \Delta t_H^K}{t_H - t_B}$$

З цих рівнянь видно, що в розглянутому АЦП можна досягти значної взаємної компенсації часу запізнювання вмикання та вимкнення.

Відносна похибка через нестабільність напруги зміщення та різниці вхідних струмів підсилювача інтегратора визначається як

$$\gamma_{U_{os, \Delta I}} \leq \frac{2T}{U_x C} \left[\Delta U_{os} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_x} \right) + \Delta \Delta I \right]$$

де ΔU_{os} і $\Delta \Delta I$ – абсолютні прирости напруги зміщення та різниці вхідних струмів, відповідно.

Відносну похибку через неідеальність джерел еталонної напруги можна знайти за формулою:

$$\gamma_{T(E)} = \frac{R_x E (t_H \gamma_{E2} - t_B)}{2TU_x R_2}$$

де γ_{E1} і γ_{E2} – відносні похибки джерел напруги E_1 and E_2 ; $E_1 = E(1 + \gamma_{E1})$; $E_2 = E(1 + \gamma_{E2})$

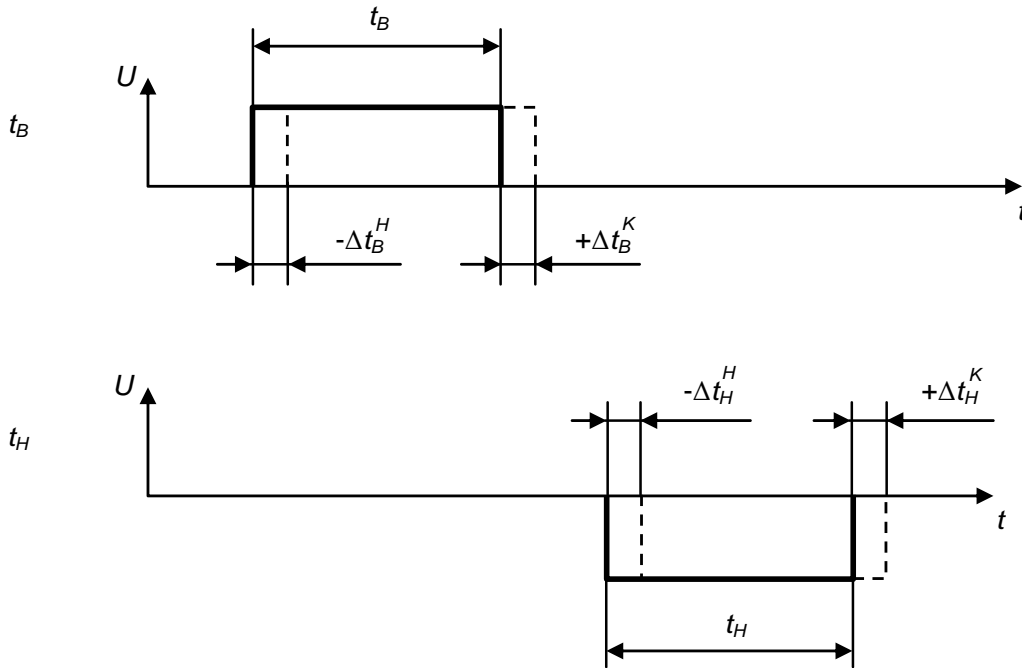


Рис. 4. Неідеальність аналогових вимикачів

Динамічна похибка. Динамічна похибка розглянутого АЦП виникає через ітераційний характер усталення вихідної величини. Якщо вихідна величина АЦП використовується до завершення перехідного процесу, то результат перетворення містить динамічну похибку, яка може бути досить великою. Врахування цієї похибки має велике значення, коли АЦП використовується в автоматизованих системах. Динамічну похибку можна знайти на основі наведеного вище аналізу, в основному за допомогою рівнянь (8), (9), (11), (12), (12a), (14), (15), (15a), (17), (18) і (18a).

Узагальнення результатів аналізу.

Вище для спрощення було прийнято, що $R_1 = R_2 = R_x = R$; $U_{O1} = |-U_{O2}| = U_O$; $U_1 = |-U_2| = U$; $E_1 = |-E_2| = E$. У

загальному випадку ці рівності не виконуються, що легко врахувати у всіх отриманих вище виразах.

Так, наприклад, якщо $R_1 \neq R_2 \neq R_x$, тоді вираз

$$B = \frac{U_x + U - E}{U_x - U - E} \cdot \frac{U_x - U + E}{U_x + U + E}$$

може бути перетвореним на:

$$B = \frac{\frac{U_x}{R_x} + \frac{U}{R_1} - \frac{E}{R_2}}{\frac{U_x}{R_x} - \frac{U}{R_1} - \frac{E}{R_2}} \cdot \frac{\frac{U_x}{R_x} - \frac{U}{R_1} + \frac{E}{R_2}}{\frac{U_x}{R_x} + \frac{U}{R_1} + \frac{E}{R_2}};$$

вирази (19) і (20), як було показано вище, перетворюються на (1) і (2), вираз $U_x = \pm R_x \cdot \sqrt{U^2 + E^2}$ змінюється на:

$$U_x = \pm R_x \cdot \sqrt{\frac{U^2}{R_1^2} + \frac{E^2}{R_2^2}}, \text{ і т.д.}$$

Висновки

В результаті аналізу АЦП, який використовується в прецизійних вольтметрах Solartron моделей 7065, 7071 і 7081, отримані рівняння перетворення, що описують процес формування вихідного коду, і основні рівняння для визначення похибок, що зумовлені неідеальністю елементів АЦП.

Показано, що процес перетворення вхідної напруги у вихідний код відбувається циклічно і має ітераційний характер, тобто після зміни вхідної напруги вихідний код змінюється від циклу до циклу за законом геометричної прогресії. Отримані вирази для знаменника геометричної прогресії, а також показано, як значення знаменника геометричної прогресії впливають на характер процесу перетворення. Досліджено збіжність цього процесу.

Наведені графік залежності знаменника геометричної прогресії від вхідної напруги, а також осцилограми напруг у характерних точках схеми.

Сергеев І.Ю.

РОЗВИТОК СХЕМОТЕХНІКИ ІНТЕГРУЮЧИХ АЦП

Виконано аналіз АЦП, що використовується в прецизійних вольтметрах Solartron моделей 7065, 7071 і 7081, які мали рекордні для свого часу параметри по точності. Отримані рівняння перетворення, що описують процес формування вихідного коду, на основі балансу зарядів на інтеграторі. Показано, що такий баланс важко досягнути в усіх випадках, тому що для цього необхідні певні умови. Виведені основні рівняння для визначення похибок, що зумовлені неідеальністю елементів АЦП. Показано, що процес перетворення вхідної напруги у вихідний код відбувається циклічно і має ітераційний характер, тобто після зміни вхідної напруги вихідний код змінюється від циклу до циклу за законом геометричної прогресії. Отримані вирази для знаменника геометричної прогресії та наведені графік залежності знаменника геометричної прогресії від вхідної напруги, а також осцилограми напруг у характерних точках схеми. Визначено, як значення знаменника геометричної прогресії впливають на характер процесу перетворення. Досліджено збіжність цього процесу.

Ключові слова: АЦП, рівняння перетворення, умови збіжності, геометрична прогресія, абсолютна та відносна похибки перетворення.

Sergeyev I.Y.

DEVELOPMENT OF CIRCUIT DESIGN OF INTEGRATION ADC

An analysis of the ADC used in precision voltmeters Solartron models 7065, 7071 and 7081, which had record-breaking accuracy parameters for its time, was performed. The

Література

1. *Razavi, B.* Principles of Data Conversion System Design. – IEEE Press, 1995. – 272 p.

2. *Kester, Walt,* The Data Conversion Handbook. – 2005. – 976 p.

3. *Walden R.H.* Analog-to-digital converter survey and analysis. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1999. – Vol. 17(4). – P. 539-550.

4. *Ali M.Z., Dragoi V.* An overview of analog-to-digital converter testing techniques. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 2010. – Vol. 13(2). – P. 22-29.

5. *Faisal M., Kumar A.* A comparative study of different digital correction techniques for analog-to-digital converters. International Journal of Engineering and Technology. – 2019. – Vol. 8(5). – P. 2203-2210.

obtained transformation equations describing the process of formation of the output code based on the balance of charges on the integrator. It is shown that such a balance is difficult to achieve in all cases, because certain conditions are necessary for this. The main equations for determining the errors caused by the non-ideality of the ADC elements are derived. It is shown that the process of converting the input voltage into the output code occurs cyclically and has an iterative nature, that is, after the input voltage changes, the output code changes from cycle to cycle according to the law of geometric progression. The obtained expressions for the denominator of the geometric progression and the graph of the dependence of the denominator of the geometric progression on the input voltage, as well as the voltage oscillograms at the characteristic points of the circuit, are given. It is determined how the values of the denominator of the geometric progression affect the nature of the transformation process. The convergence of this process was investigated.

Keywords: *ADC, conversion equation, convergence conditions, geometric progression, absolute and relative conversion errors.*