

АВТОМАТИКА ТА ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

УДК 681.325

АНАЛІЗ СТАТИЧНИХ ПОХИБОК АЦП ЗІ ВРІВНОВАЖЕННЯМ ЗАРЯДІВ

Канд. техн. наук, доц. Азаров О. Д., асп. Захарченко С. М.

Серед перетворювачів інформації зі врівноваженням зарядів певне місце займають АЦП на основі генераторів експоненційних струмів (ГЕС). В цих пристроях спрощується аналогова частина. Маючи невелику кількість обладнання, вони забезпечують відносно високу швидкодюю. Головним недоліком таких АЦП є низька точність. Сучасна елементна база дозволяє реалізувати пристрій аналого-цифрового перетворення, швидкодюю якого буде на рівні $(1-1,5) \cdot 10^6$ перетворень на секунду, а роздільна здатність відповідатиме 12 двійковим розрядам [1]. Подальше підвищення точності АЦП з ГЕС за допомогою традиційних методів наштовхується на фундаментальні обмеження. Найбільш серйозною проблемою при цьому є реалізація прецизійного ГЕС, а також забезпечення принципу суперпозиції в інтегруванні зарядних струмів.

Існують різні засоби підвищення точності АЦП з ГЕС. Можна вказати принаймні два підходи щодо рішення цієї проблеми. Перший передбачає введення структурної надлишковості у вигляді коригувальних пристроїв та колібрувальних вузлів. Однак можливості цього методу обмежені. Він дозволяє зменшити тільки частину похибок аналого-цифрового перетворення, зокрема, зсув нуля та похибку масштабу. Другий підхід, що дозволяє підвищити точність АЦП з ГЕС, базується на застосуванні надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Характерною рисою цього методу є те, що завдяки застосуванню інформаційної надлишковості він дозволяє крім згаданих зменшити і похибку нелінійності після проведення процедури цифрової самокалібровки.

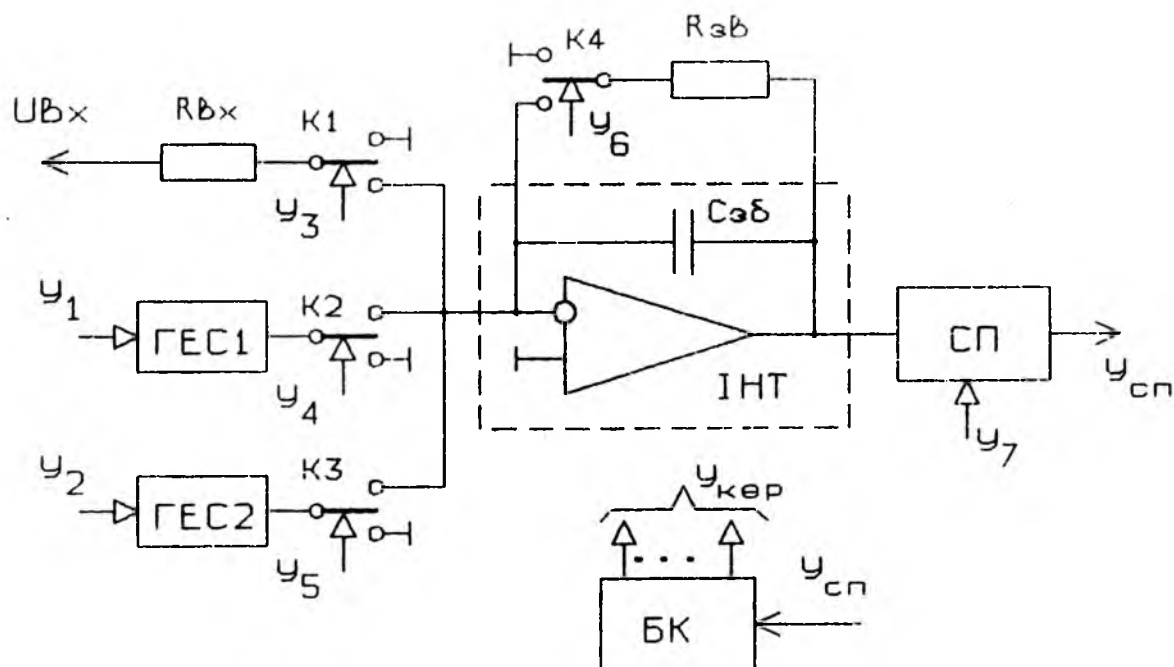


Рис. 1. Структурна схема АЦП на основі ГЕС

Проте для оцінювання граничних значень похибок аналого-цифрового перетворення, починаючи з яких треба використовувати процедури калібровки й коригування, необхідно провести аналіз джерел похибок АЦП. Структурна схема АЦП з використанням ГЕС показана на рис. 1. Схема містить генератори експоненційних струмів ГЕС1 та ГЕС2, ключові елементи (КЕ) К1—К4,

інтегратор ІНТ, схему порівняння СП, блок керування БК, вхідний резистор $R_{вх}$ та резистор зворотного зв'язку $R_{зв}$. Діаграми струмів I_1 та I_2 , формованих ГЕС1 та ГЕС2, показані на рис. 2,а. Генератори експоненційних струмів працюють в двох режимах: режимі початкового усталення (часовий інтервал t_y , $y_1=y_2=1$) та режимі перетворення (часовий інтервал t_p , $y_1=y_2=0$). Ключовий елемент К1 комутує вхідний сигнал або на вхід інтегратора ($y_3=1$), або на шину земля ($y_3=0$). КЕ2 та КЕ3 комутують відповідні експоненційні струми або на вхід інтегратора ($y_4=1$, $y_5=1$), або на шину земля ($y_4=0$, $y_5=0$). Ключовий елемент К4 переводить інтегратор у режим вибірки вхідного сигналу ($y_6=1$) або в режим перетворення ($y_6=0$). БК забезпечує роботу АЦП згідно заданого алгоритму шляхом формування керівних сигналів $y_1—y_7$. Інтегратор у цій схемі виконує подвійну функцію. Під час вибірки вхідного сигналу разом з резисторами $R_{вх}$ та $R_{зв}$, він забезпечує запис на $C_{зб}$ вхідного аналогового сигналу. У режимі перетворення на інтеграторі здійснюється врівноваження заряду, який знаходиться на $C_{зб}$.

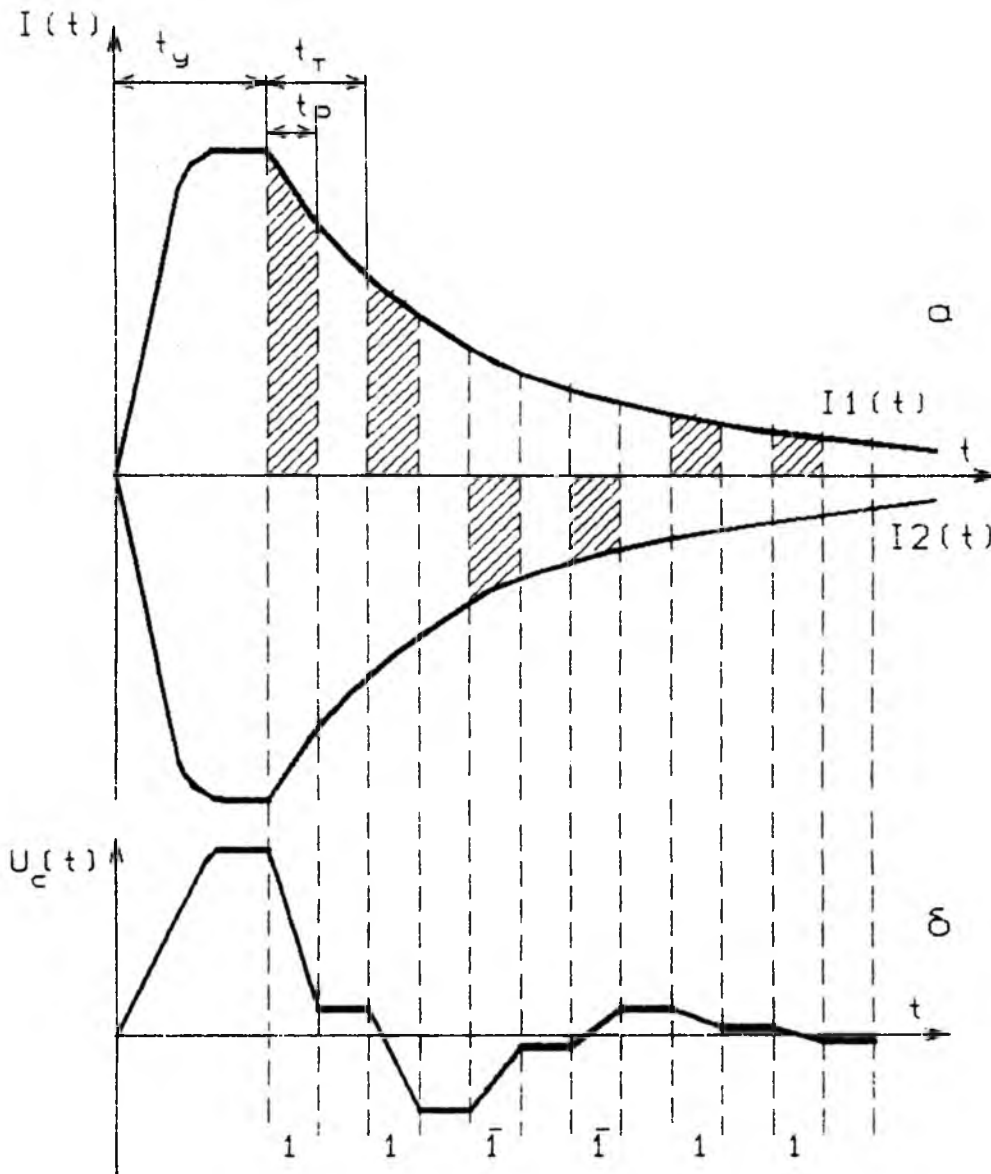


Рис. 2. Діаграми змінювання сигналів: а) компенсних струмів, б) напруги на накопичувальному елементі

АЦП працює таким чином. На першому етапі заряд, пропорційний вхідній напрузі $U_{вх}$, за час t_y заноситься в накопичувальний елемент інтегратора. Далі виконується процедура послідовного врівноваження заряду накопичувального елемента відповідно до алгоритму послідовного наближення за допомогою ГЕС1 та ГЕС2. На кожному кроці врівноваження формується черговий розрядний коефіцієнт вихідного коду. Діаграма врівноваження $U_{вх}$ та порядок формування вихідного коду показані на рис. 2,б. Граф-схема алгоритму роботи АЦП показана на рис. 3.

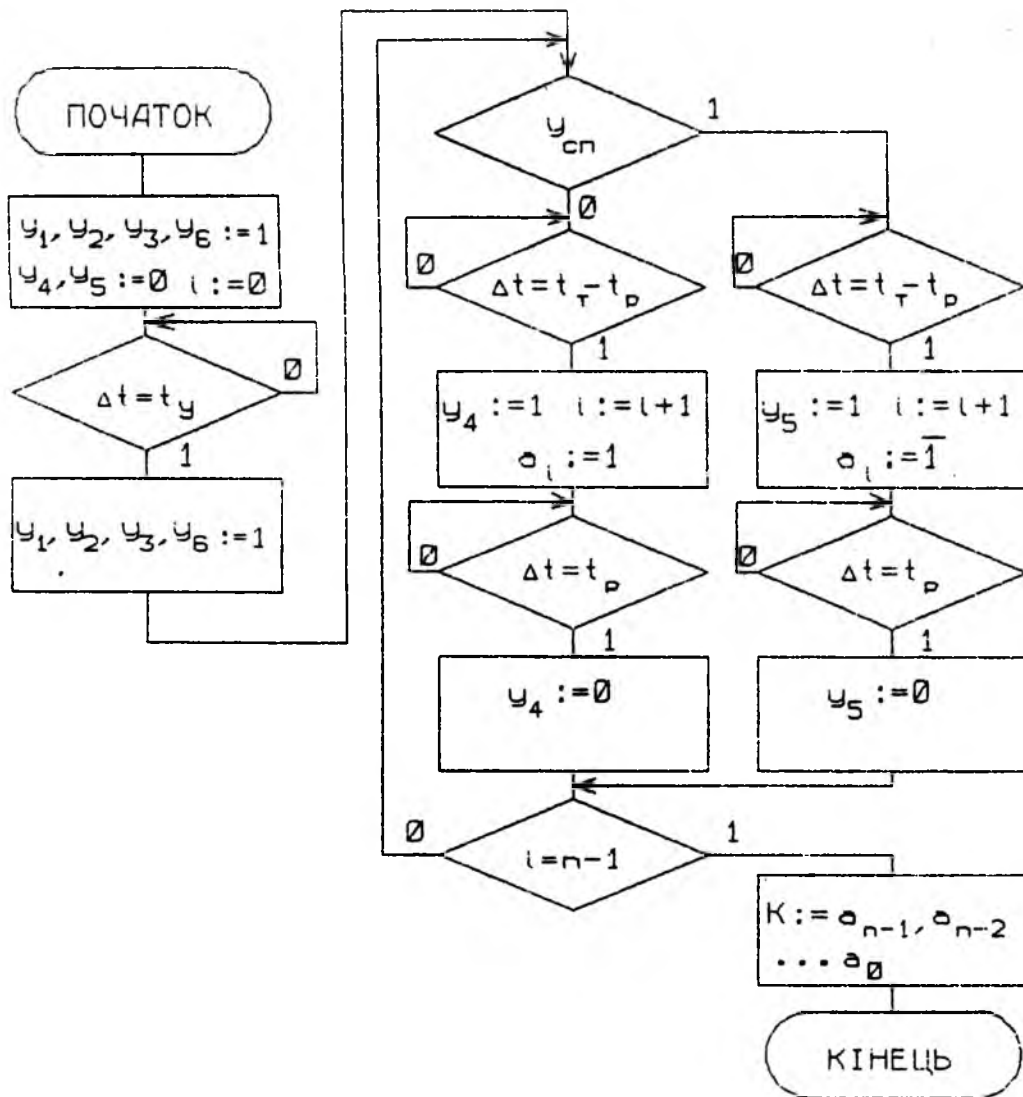


Рис. 3. Граф-схема алгоритму роботи АЦП

Приріст напруги на конденсаторі на i -му такті врівноваження відповідає вазі i -го розряду та описується виразом

$$U_{C_i} = \frac{1}{C} \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p} I(t) dt, \quad (1)$$

де t_m — тривалість такту врівноваження, t_p — тривалість підключення ГЕС до інтегратора, C — ємність інтегратора, $I(t)$ — вхідний струм інтегратора. У разі ідеального ГЕС значення $I(t)$ дорівнює

$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (2)$$

де I_0 — значення струму у початковий момент часу ($t = 0$), τ — стала часу ГЕС. Основа системи числення α , в якій працює АЦП, визначається співвідношенням ваги сусідніх розрядів у вигляді

$$\alpha = \frac{U_{C_i}}{U_{C_{i+1}}} \quad (3)$$

або з урахуванням (1) та (2) $\alpha = e^{\frac{I_m}{\tau}}$, звідки знаходиться

$$t_m = \ln \alpha \cdot \tau. \quad (4)$$

Процес аналого-цифрового перетворення для такого АЦП базується на послідовному формуванні компенсного сигналу A_k , який врівноважує вхідний $A_{вх}$. При цьому A_k визначається виразом

$$A_k = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot Q_i^* \quad (5)$$

де $a_i \in \{1, \bar{1}\}$, Q_i^* — вага розрядів, причому

$$Q_i^* = \begin{cases} Q_i, & \text{якщо } a_i = 1; \\ \bar{Q}_i, & \text{якщо } a_i = \bar{1}. \end{cases}$$

Похибка перетворення при цьому може бути визначена за формулою $\Delta A_n = A_{пх} - A_k$. Оскільки реальна вага розрядів має відхилення ΔQ_i^* від ідеальної, то замість виразу (5) треба використовувати

$$A'_k = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot (Q_i^* + \Delta Q_i^*) \text{ або} \\ A'_k = A_k + \Delta A_k,$$

$$\text{де } \Delta A_k = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \Delta Q_i^*.$$

Остання складова є похибкою перетворення, яка обумовлена відхилами ваги розрядів ΔQ_i^* . Найбільша похибка перетворення $\Delta A_{k \max}$ може бути визначена за умови, що відхили усіх розрядів мають один знак. Тоді $\Delta A_{k \max} = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta Q_i^*$. Таким чином, для заданої величини $\Delta A_{k \max}$ можна визначити кількість розрядів АЦП n із формули

$$\Delta A_{k \max} \leq \frac{1}{2} Q_0 \text{ або } \sum_{i=0}^{n-1} \Delta Q_i^* \leq \frac{1}{2} Q_0, \quad (6)$$

де Q_0 — вага молодшого розряду АЦП.

Оскільки для АЦП на основі ГЕС вази i -го розряду Q_i відповідає приріст напруги на ємності інтегратора на $(n-1-i)$ -ому такті, то на основі виразу (6)

$$\sum_{i=0}^{n-1} \Delta U_{c_i} \leq \frac{1}{2} U_{c_{n-1}}, \quad (7)$$

де ΔU_{c_i} — абсолютна похибка напруги компенсації на i -му такті, $U_{c_{n-1}}$ — потрібне значення напруги компенсації на $(n-1)$ -му, останньому, такті врівноваження. Підставляючи (2) та (4) в (1), визначаємо вираз для $U_{c_{n-1}}$

$$U_{c_{n-1}} = \frac{I_0 \cdot \tau}{C} \cdot (1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}) \cdot \alpha^{-(n-1)}. \quad (8)$$

Належно виділити такі складові похибок в АЦП з ГЕС:

- обумовлені «неідеальністю» ємності інтегратора $C_{3б}$;
- обумовлені «неідеальністю» підсилювача інтегратора;
- обумовлені «неідеальністю» експоненційних струмів, що формуються ГЕС1 та ГЕС2,
- обумовлені неточним завданням часових інтервалів.

Причинами «неідеальності» реальної ємності $C_{3б}$ є неточність підгонки номіналу під час виготовлення, температурна залежність, наявність кінцевого опору діелектрика та його абсорбція. За наявності відхилення ємності від свого номіналу її реальне значення дорівнює $C_p = C \cdot (1 + \delta C)$ де C — номінальне значення ємності, δC — відносний відхил. Підставляючи вираз для C_p в (1), можна визначити реальний приріст напруги на i -му такті

$$U'_{c_i} = \frac{1}{C \cdot (1 + \delta C)} \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p} I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt,$$

звідки знаходиться

$$\Delta U_{c_i} = U'_{c_i} - U_{c_i} = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{1}{1 + \delta C} - 1 \right) \cdot \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p} I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt.$$

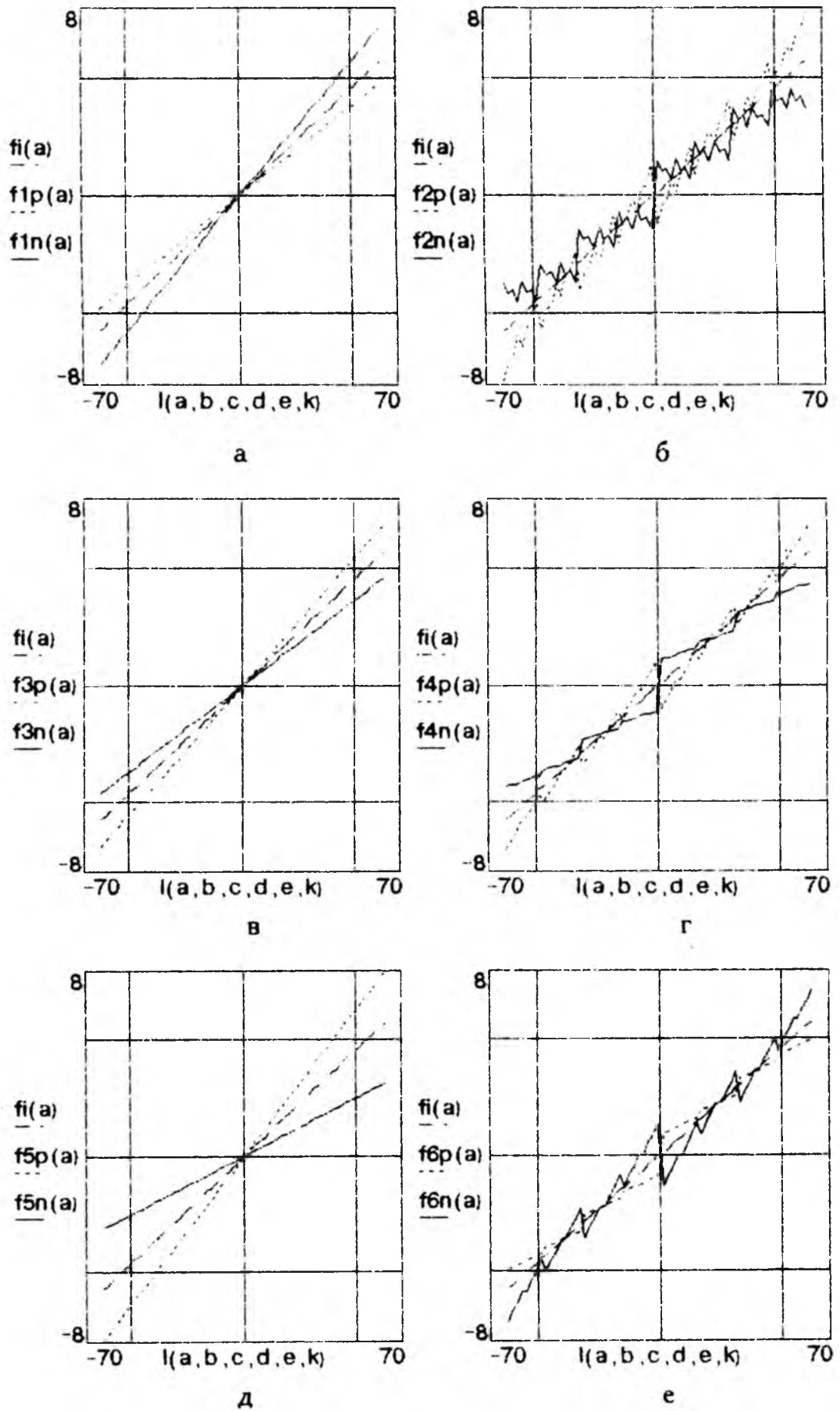


Рис. 4. Кодувальні характеристики експоненційного ЦАП при наявності похибок: $f_i(a)$ — ідеальна кодувальна характеристика, $f_p(a)$ — при наявності додатної похибки, $f_n(a)$ -- при наявності від'ємної похибки

Підставляючи останній вираз у (7) і враховуючи (8), знаходиться нерівність для визначення залежності кількості розрядів n від δC

$$\frac{\delta C}{(1 + \delta C)} \cdot \frac{\alpha^{-n} - 1}{\alpha^{-1} - 1} \leq \left(\frac{\alpha}{2}\right)^{-(n-1)}$$

Максимальні значення δC для різних n , отримані за допомогою останнього виразу, наведені в таблиці. Передатна характеристика ЦАП на базі ГЕС за наявності δC показана на рис. 4, а.

При зменшенні часу врівноваження до 10—50 мкс та використанні ємності $C_{зб}$ на рівні 100 пФ впливом кінцевого опору діелектрика та його абсорбції можна нехтувати [2]. Використання спеціальної схемотехніки для розробки підсилювача інтегратора дозволяє зменшити вхідний струм до рівня десятків пікоампер та забезпечити лінійність передатної характеристики підсилювача на рівні 0,0005—0,001 % [3]. Таким чином, впливом «неідеальності» підсилювача інтегратора можна також нехтувати.

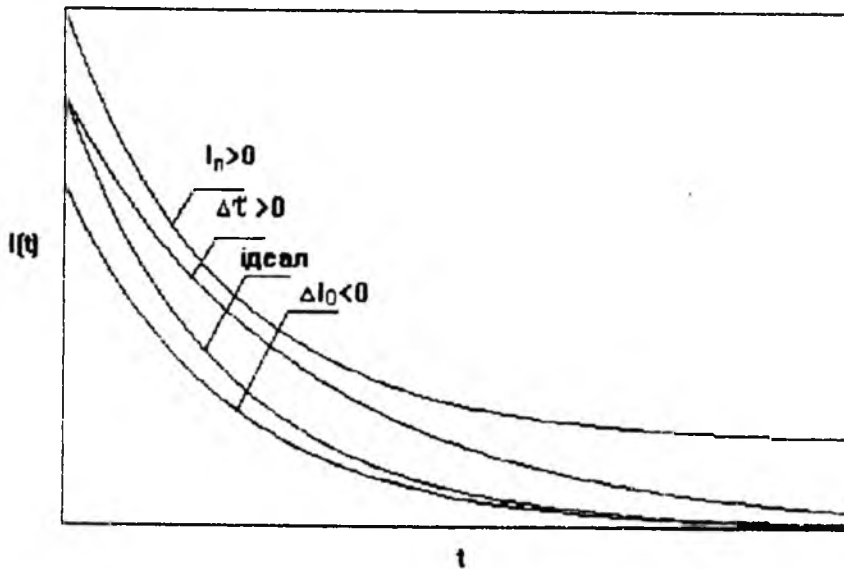


Рис. 5. Діаграми експоненційних струмів при наявності похибок

Існують такі причини «неідеальності» значень струмів, формованих ГЕС: наявність постійної складової (I_n), відхилення початкового значення I_0 від номіналу (ΔI_0) та відхил сталої часу τ від постійного значення ($\Delta \tau$). Діаграми струмів, які містять вищевказані похибки, показані на рис. 5. При наявності I_n струм, який генерується ГЕС, описується такою залежністю

$$I(t) = I_n + I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Враховуючи цей вираз, на основі (1) визначається приріст напруги на C на i -му такті:

$$U'_i = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p} I_n + I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt,$$

$$\text{звідки } \Delta U_{C_i} = U'_i - U_{C_i} = \frac{1}{C} \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p} I_n dt.$$

Підставляючи останню формулу в (7), а також враховуючи (8), отримуємо нерівність

$$n \cdot \delta I_n \cdot \delta^* t_p \leq (1 - e^{-\delta^* t_p}) \cdot \alpha^{-(n-1)},$$

$$\text{де } \delta I_n = \frac{I_n}{I_0}, \quad \delta^* t_p = \frac{t_p}{\tau}.$$

Максимальні значення δI_n для різних n , отримані за допомогою останнього виразу, наведені в таблиці. Передатна характеристика ЦАП на базі ГЕС за наявності I_n показана на рис. 4, б. Аналогічно виводяться вирази для визначення залежностей $n(\delta I_0)$ та $n(\delta \tau)$. Вони будуть відповідно мати вигляд

$$\delta I_0 \cdot \frac{\alpha^{-n} - 1}{\alpha^{-1} - 1} \leq \left(\frac{\alpha}{2}\right)^{-(n-1)},$$

де $\delta I_0 = \frac{\Delta I_0}{I_0}$ та

$$(1 + \delta \tau) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\delta^* t_p}{1 + \delta \tau}}\right) \cdot \left(\frac{\alpha^{-\frac{n}{1 + \delta \tau}} - 1}{\alpha^{-1 + \delta \tau} - 1}\right) - (1 - e^{-\delta t_p}) \cdot \left(\frac{\alpha^{-n} - 1}{\alpha^{-1} - 1}\right) \leq (1 - e^{-\delta^* t_p}) \cdot \alpha^{-(n-1)},$$

де $\delta \tau = \frac{\Delta \tau}{\tau}$.

Максимальні значення δI_0 та $\delta \tau$ для різних n наведені в таблиці. Передатна характеристика ЦАП за наявності δI_0 та $\delta \tau$ показана на рис. 4, в та 4, г відповідно.

Похибка, обумовлена неточним заданням часових інтервалів, має дві складові. Перша викликана неточним заданням t_p , а друга — t_m . За наявності Δt_p приріст напруги на смності, що відповідає i -му розряду, описується виразом:

$$U'_{ci} = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_m \cdot i}^{t_m \cdot i + t_p + \Delta t_p} I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt,$$

звідки $\Delta U_{ci} = U'_{ci} - U_{ci} = \frac{I_0 \cdot \tau}{C} (\alpha^{-i} \cdot e^{-\delta^* t_p}) \cdot (1 - e^{-\delta t_p \cdot \delta^* t_p})$,

де $\delta t_p = \frac{\Delta t_p}{t_p}$.

Підставляючи цей вираз в (7) та з урахуванням (8), нерівність для визначення залежності $n(\delta t_p)$ матиме вигляд

$$e^{-\delta^* t_p} \cdot (1 - e^{-\delta t_p \cdot \delta^* t_p}) \cdot \left(\frac{\alpha^{-n} - 1}{\alpha^{-1} - 1}\right) \leq \frac{1}{2} (1 - e^{-\delta^* t_p}) \cdot \alpha^{-(n-1)}.$$

Значення δt_p для різних n наведені в таблиці. Передатна характеристика ЦАП при наявності δt_p показана на рис. 4, д.

Аналогічно має місце нерівність для визначення $n(\delta t_m)$

$$\frac{\alpha^{-n(1 + \delta t_m)} - 1}{\alpha^{-(1 + \delta t_m)} - 1} - \frac{\alpha^{-n} - 1}{\alpha^{-1} - 1} \leq \frac{1}{2} \cdot \alpha^{-(n-1)},$$

де $\delta t_m = \frac{\Delta t_m}{t_m}$.

Значення δt_m з різними n наведені в таблиці. Передатна характеристика ЦАП за наявності δt_m показана на рис. 4, е.

Таблиця

Таблиця складових похибок перетворення

Джерело похибки	Інструментальна похибка, %	Кількість розрядів			Складові похибки перетворення
		8	12	16	
Сзб	δC	0,2	0,012	0,0008	Δm
ГЕС	δI_n	0,04	0,0017	0,00008	$\Delta m, \Delta n$
	δI_0	0,2	0,012	0,0008	Δm
	$\delta \tau$	0,2	0,014	0,0009	$\Delta m, \Delta n$
БК	δt_p	0,2	0,015	0,0009	Δm
	δt_m	0,3	0,018	0,0011	$\Delta m, \Delta n$

Аналіз передатних характеристик ЦАП на основі ГЕС за присутністю вищевказаних похибок дозволяє зробити такі висновки щодо їх впливу на похибку аналого-цифрового перетворення:

— за наявності δC , δI_0 , та δt_p передатна характеристика ЦАП залишається лінійною і тільки змінює свій нахил, що призводить до появи похибки масштабу Δm ;

— в усіх інших випадках передатна характеристика має скачкоподібний характер, таким чином до похибки масштабу додається похибка нелінійності Δn .

ЛІТЕРАТУРА

1. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы. — К.: Техніка, 1991. — С. 54.
2. Пухов Г. Е. Справочник по аналоговой вычислительной технике. — К.: Техніка, 1975. — С. 368—370.
3. Азаров А. Д., Захарченко С. М. Разработка высокоточного самокорректирующегося конденсаторного АЦП // Научный симпозиум: Проблемы создания преобразователей формы информации. — Тез. докл. — Киев, 1992 — С. 97—98.

Кафедра обчислювальної техніки

УДК 621.317

АНАЛІЗ ТА ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ЗАСОБУ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ОБЕРТАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

Асп. Кучерук В. Ю., канд. техн. наук, доц. Кухарчук В. В.

Кутова швидкість обертання ω_r ротора є одним із найбільш інформативних параметрів електричної машини. Дана фізична величина є визначальною під час проведення досліду «холостого ходу», як в статичному, так і в динамічному режимі роботи електричної машини. В статичному режимі ω_r використовують для визначення механічної характеристики $M = f(\omega_r)$, а в динамічному режимі — залежностей $\omega_r = f(t)$, $\frac{d\omega_r}{dt} = f(\omega_r, t)$, $M_d = J \frac{d\omega_r}{dt} = f(\omega_r, t)$.

В теперішній час для вимірювання ω_r в статичному режимі використовують цифрові тахометри середніх, а в динамічному — миттєвих значень. Основними елементами тахометрів [1] є: об'єкт вимірювання (ОВ); муфта спряження (МС); сенсор швидкості обертання (СШО); цифровий частотомір (ЦЧ). Режим роботи ОВ визначає архітектуру побудови ЦЧ. В статичному режимі застосовують схему частотоміра середніх значень, принцип дії якої засновано на підрахунку кількості імпульсів вихідної частоти сенсора f_c за зразковий часовий інтервал. В динамічному режимі має місце схема цифрового періодоміра (частотоміра миттєвих значень), принцип дії якого полягає у квантуванні періоду T_c імпульсами зразкової частоти.

Метою даної роботи є обґрунтування можливості застосування цифрового тахометра миттєвих значень для вимірювання куткової швидкості, як в статичному, так і в динамічному режимі роботи електричної машини з покращеними метрологічними характеристиками.

Виконаємо аналіз виділених структурних елементів даного засобу вимірювальної техніки.

Як об'єкт вимірювання виберемо асинхронну машину, яка за допомогою МС з'єднується із вхідним валом СШО. Неправильний вибір МС приводить до значної похибки вимірювання ω_r [2]. Щоб з'ясувати вплив МС на результати вимірювання ω_r , розглянемо її як пружну муфту [3]. Кути повороту ОВ і валу СШО позначимо відповідно φ_d і φ_m . Приведений до ОВ момент інерції муфти і сенсора J_m та момент інерції рухомих частин машини J_d вважаємо постійними.

Позначимо через M_d приведенний до валу машини момент сил і через M_0 — модуль моменту сил опору, що приведенний до вхідного валу сенсора. Тоді рівняння руху для узагальнених координат $\varphi_d(t)$ та $\varphi_m(t)$ мають вигляд:

$$\begin{cases} J_d \frac{d\omega_r}{dt} = M_d - c(\varphi_d - \varphi_m) - b(\omega_r - \omega_m); & \frac{d\varphi_d}{dt} = \omega_r; \\ J_m \frac{d\omega_m}{dt} = c(\varphi_d - \varphi_m) + b(\omega_r - \omega_m) - M_0; & \frac{d\varphi_m}{dt} = \omega_m. \end{cases} \quad (1)$$

де c — коефіцієнт жорсткості МС, Нм/рад; b — коефіцієнт демпфування муфти, Нм/рад²; ω_m — швидкість обертання валу СШО.

Параметри $\omega_r(t)$ і $M_d(t)$ знаходять як розв'язок системи диференціальних рівнянь асинхронної машини [4]: