

КОМПЕНСАЦІЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ СИСТЕМИ ОПРАЦЮВАННЯ СТРИБКОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ

Вінницький національний технічний університет

Розглянуті методи компенсації динамічних похибок, як першого так і другого роду, у вимірювальному каналі системи опрацювання стрибкоподібних сигналів. Показано, що шляхом комп'ютерного моделювання можна оцінити потенційну швидкодію ІВС ще на етапі проектування. Також показано, що використання АЦП на базі надлишкових позиційних систем числення у складі каналу системи максимально підвищує її ефективність, якщо використовується надлишкова система числення з основою, що лежить в межах $1,6 < \alpha < 1,7$.

Вступ

Процес опрацювання стрибкоподібних сигналів у вимірювальному каналі (ВК) інформаційно-вимірювальної системи (ІВС), зокрема, сейсмосигналів у сейсморозвідці, акустичних – для оцінювання акустичної якості приміщення, сигналів із точок акупунктури для визначення стану здоров'я людини, характеризується впливом динамічних похибок [1]. Дані похибки можуть суттєво впливати на кінцевий результат, наприклад, вимірювання параметрів вказаних сигналів та призводити до помилок при пошуку корисних копалин у сейсморозвідці.

У ВК сучасних ІВС, що використовуються для отримання зазначених вимірювальних даних [2-5], як правило не здійснюється компенсація динамічних похибок, як першого, так і другого роду; в загальному випадку це може значно ускладнити вимірювання параметрів стрибкоподібних сигналів (недоліки). Описані обставини визначають актуальність здійснення досліджень щодо компенсації динамічних похибок ВК і підвищення за рахунок цього швидкодії вказаних ІВС.

Мета

Аналіз шляхів підвищення швидкодії ВК високоточних ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів за рахунок компенсації динамічних похибок першого

та другого роду, що виникають у каналі під час вимірювання параметрів вказаних сигналів. Ця компенсація досягається уведенням до структури ІВС аналогоцифрового перетворювача (АЦП) порозрядного врівноваження на основі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ).

Задачами досліджень є:

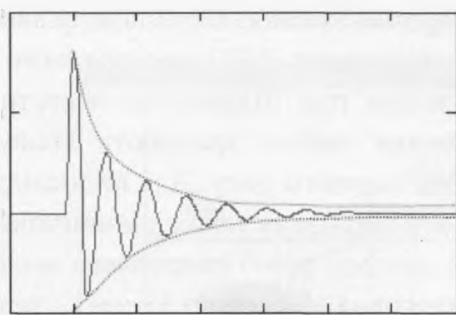
1. Розгляд механізму виникнення динамічних похибок першого та другого роду у вимірювальному каналі високоточних ІВС.

2. Аналіз методів компенсації динамічних похибок першого та другого роду у вимірювальному каналі ІВС за допомогою порозрядного АЦП на основі НПСЧ, що входить до складу каналу.

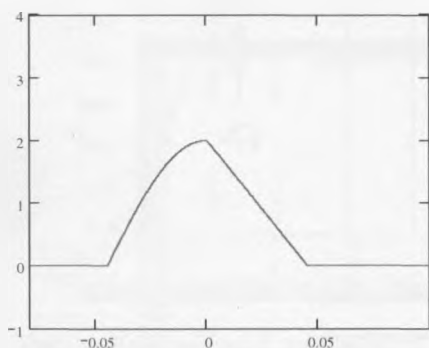
3. Моделювання процесу компенсації динамічних похибок, що виникають у вимірювальному каналі на базі АЦП на основі НПСЧ.

Моделі стрибкоподібних сигналів

Процес опрацювання стрибкоподібних сигналів у ВК ІВС характеризується впливом динамічних похибок. У даній статті розглядаються такі стрибкоподібні сигнали (рис. 1).



а)



б)

Рис.1. Сигнали, отримані при моделюванні у середовищі Mathcad
а – сейсмосигнал, отриманий за методом “загальної глибинної точки”,
б – фрагмент акустичного сигналу

Сигнали на рис. 1 а та б описуються відповідно такими моделями:

$$f1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < -\tau/2 \\ \pi \cdot q / \tau \cdot \cos(\pi \cdot t / \tau), & \text{при } -\tau/2 < t < \tau/2; \\ e^{-bt} \cdot \sin(\omega t + \phi), & \text{при } t > \tau/2; \end{cases}$$

$$f2(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \leq -\tau/2 \\ \pi \cdot q / \tau \cdot \cos(\pi \cdot t / \tau), & \text{при } -\tau/2 < t < 0 \\ h \cdot (1 - 2t / \tau), & \text{при } 0 \leq t \leq \tau/2 \\ 0, & \text{при } t > \tau/2, \end{cases}$$

де $Y1(t) = \pi \cdot q / \tau \cdot \cos(\pi \cdot t / \tau)$ – косинусоїдальний імпульс,

$Y3(t) = e^{-b \cdot t} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi2)$ – спадаюча синусоїда, де t – час, b – коефіцієнт затухання, ω – частота власних коливань, $\phi1, \phi2$ – фази коливань, h – висота імпульса; τ – тривалість трикутного імпульса (геометрично – основа трикутника), $q = (2 / \pi) \cdot h \cdot \tau$; на рис.1 все у відносних одиницях. Дані моделі в подальшому використовуються для визначення характерних типів вхідних сигналів для ІВС (сигнал коливального характеру, лінійно-зростаючий тощо) для моделювання процесу компенсації динамічних похибок.

Процес виникнення динамічних похибок першого роду

Розглянемо процес виникнення динамічних похибок у ВК, що містить двійковий АЦП (рис. 2).



Рис. 2. ВК ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів

Тут Ді – давач, Пі – підсилювач, КК – комутатор каналів, ПВЗ – пристрій вибірки та зберігання, СЦОП – спеціалізований цифровий обчислювальний пристрій, АЦП – аналого-цифровий перетворювач, $y1, y2$ – сигнали керування.

Вибір типу АЦП у складі ВК впли-

ває на рівень динамічної похибки, як першого $\Delta'_{дин}$, так і другого роду. Вона визначає час перетворення, для зменшення $\Delta'_{дин}$ необхідно збільшити час перетворення. Для мінімізації вказаних похибок можна використовувати швидкодіючі

паралельні (флеш) перетворювачі, паралельно-послідовні, але вони мають велику кількість обладнання і значну споживану потужність. Причому, як правило для запобігання появи динамічної похибки другого роду у ВК використовується ПВЗ, що призведе до збільшення статичної похибки каналу. Також доцільним у ВК у ряді випадків є використання АЦП порозряд-

ного врівноваження. Водночас, у звичайному двійковому АЦП порозрядного врівноваження при підвищенні частоти перетворення значно зростають динамічні похибки першого роду. Для їх дослідження та візуалізації (а також динамічних похибок другого роду) розроблена моделююча програма [6] мовою *Visual C*, результати роботи якої наведено на рис. 3.

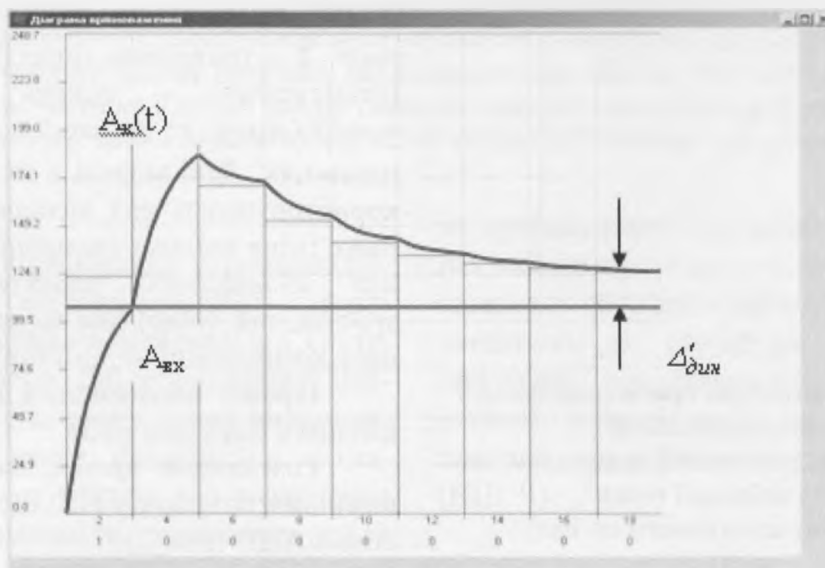


Рис.3. Виникнення динамічної похибки першого роду $\Delta'_{дин}$ у двійковому АЦП

Тут $A_{вк}$, $A_k(t)$ – відповідно вхідний та компенсуючий сигнали. Внаслідок того, що тривалість такту врівноваження є малою, у двійковому АЦП виникають динамічні похибки, значення яких можуть бути більше половини молодшого кванту (допустимого значення) перетворювача. Поряд з описаним вище необхідно відзначити, що перетворювач у складі ВК ІВС може бути побудований на основі НПСЧ (1,0) та НПСЧ (1, $\bar{1}$) [7-11]. Це означає, що розрядні коефіцієнти a_i коду $N = \sum_0^{n-1} a_i Q_i$, де Q_i – ваги розрядів перетворювача, який отримується в ході кодування сигналу можуть приймати відповідно значення з множин $a_i \in \{0,1\}$ та $a_i \in \{1,\bar{1}\}$ (в даному випадку врівноваження здійснюється за алгоритмом “тільки вмикання”). Розглянемо безпосередньо

процес врівноваження (рис. 4).

Тут $A_{вк}$, $A_k(t)$ – відповідно вхідний та компенсуючий сигнали. Внаслідок того, що тривалість такту врівноваження є малою, у двійковому АЦП виникають динамічні похибки, значення яких можуть бути більше половини молодшого кванту (допустимого значення) перетворювача. Поряд з описаним вище необхідно відзначити, що перетворювач у складі ВК ІВС може бути побудований на основі НПСЧ (1,0) та НПСЧ (1, $\bar{1}$) [7-11]. Це означає, що розрядні коефіцієнти a_i коду $N = \sum_0^{n-1} a_i Q_i$, де Q_i – ваги розрядів перетворювача, який отримується в ході кодування сигналу можуть приймати відповідно значення з множин $a_i \in \{0,1\}$ та $a_i \in \{1,\bar{1}\}$ (в даному випадку врівноваження здійснюється за алгоритмом “тільки

ки вмикання"). Розглянемо безпосередньо процес врівноваження (рис. 4)

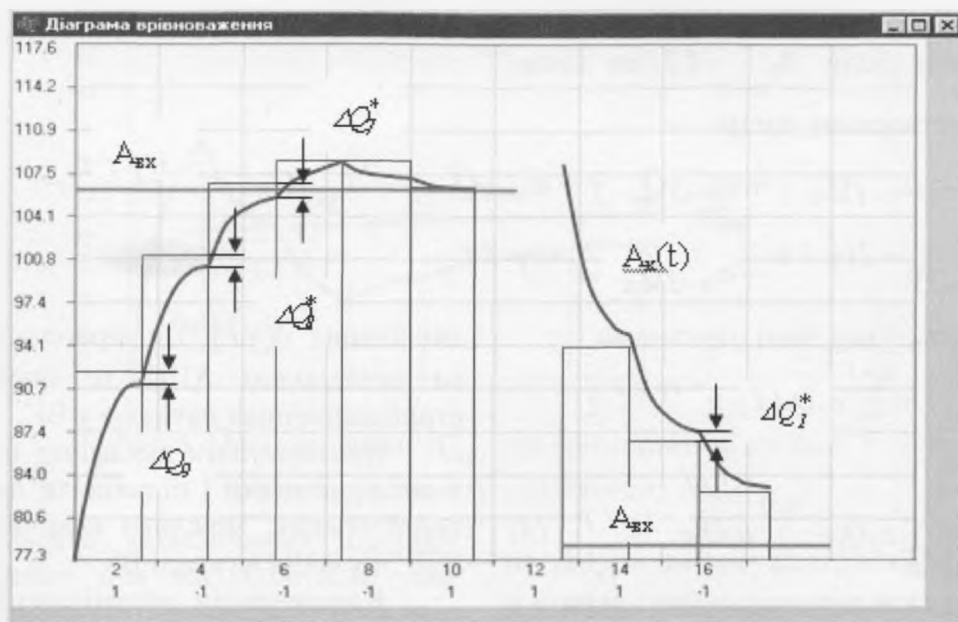


Рис. 4. Компенсація динамічної похибки першого роду в АЦП на базі НПСЧ (1, $\bar{1}$) із основою $a=1,85$

Тут ΔQ_1^* , ΔQ_7^* , ΔQ_8^* , ΔQ_9 – похибки недовстановлення реального компенсуючого сигналу порівняно з ідеальним, зірочкою позначені похибки, на які впливають відповідні похибки молодших розрядів, $A_{вх}$ – вхідний сигнал; діаграма врівноваження представлена із масштабуванням. При цьому вважається, що при переключенні розрядів АЦП при аналогоцифровому перетворенні перехідний процес, наприклад, є експоненційним і відповідає схемній функції першого порядку [7]. В такому випадку компенсуючий сигнал $A_k(t)$ (який компенсує вхідний сигнал $A_{вх}$) з урахуванням інерційності його встановлення на (n-1)-ому такті кодування при вмиканні розряду n розрядного пере-

творювача інформації відповідає

$$A_{k_{n-1}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-tT/\tau} \quad (1)$$

або

$$A_{k_{n-1}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1}(1 - e^{-tT/\tau}), \quad (2)$$

де t_T – тривалість такту врівноваження, τ – постійна часу перехідного процесу, a_i – розрядні коефіцієнти коду, Q_i – ваги розрядів, аналогічним чином можна одержати вирази для іншого характеру перехідного процесу. При цьому вважається, що номер початкового такту врівноваження збігається з номером старшого розряду. Отже, наприкінці (n-2)-го такту маємо

$$A_{k_{n-2}}(t) = A_{k_{n-1}}(t) + [a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - A_{k_{n-1}}(t)](1 - e^{-tT/\tau}). \quad (3)$$

Підставляючи в цей вираз $A_{k_{n-1}}(t)$ і

здійнюючи перетворення маємо:

$$A_{k_{n-2}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-2tT/\tau} - a_{n-2}Q_{n-2}e^{-tT/\tau}$$

Наприкінці (n-3)-го такту,

$$A_{k_{n-3}}(t) = A_{k_{n-2}}(t) + \left[a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} + a_{n-3}Q_{n-3} - A_{k_{n-2}}(t) \right] (1 - e^{-tT/\tau})$$

підставляючи сюди $A_{k_{n-2}}(t)$, та здійснюючи перетворення маємо

$$A_{k_{n-3}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} + a_{n-3}Q_{n-3} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-3tT/\tau} - a_{n-2}Q_{n-2}e^{-2tT/\tau} - a_{n-3}Q_{n-3}e^{-tT/\tau}$$

На нульовому такті отримаємо

$$A_{k_0}(t) = \sum_0^{n-1} a_i Q_i (1 - e^{-tT/\tau})$$

або

$$A_{k_0}(t) = \sum_0^{n-1} a_i Q_i - \sum_0^{n-1} a_i Q_i e^{-tT/\tau} \quad (4)$$

Друга складова наведеного виразу є динамічною похибкою і є фактично узагальненою функцією інерційності, що визначає ступінь "відриву" статичної складової (першої у даному виразі) від динамічної. Відповідно до цього абсолютна похибка встановлення ваги i -го розряду

$$\Delta Q_i = e^{-tT/\tau} Q_i,$$

а відносна

$$\delta Q_i = \Delta Q_i / Q_i = e^{-tT/\tau}.$$

Коли перехідний процес описується схемною функцією першого порядку, максимальне значення динамічної похибки першого роду

$$\Delta_{дин1max} = \Delta Q_{n-1}(t) = e^{-tT/\tau} Q_{n-1}$$
 і

збігається з похибкою уставлення старшого розряду. Якщо прийняти $\Delta'_{дин1max} = 0,5Q_0$, то для порозрядного АЦП, на основі наведеного виразу тривалість такту перетворення $t_T = n\tau \ln 2$, а в загальному випадку, з урахуванням відносної похибки δQ_i маємо

$$\Delta Q_i(t) = Q_i \cdot \delta Q(t) \cdot e^{-tT/\tau}, \quad (5)$$

звідки знаходиться $t_T = \tau \ln \delta Q(t)$.

З виразу (5) видно, що вплив динамічної похибки $\Delta'_{дин}$ першого роду можна зменшити, вибираючи такі значення t_T/τ , що у свою чергу призводять до

зменшення $\delta Q(t)$. Це дозволяє підвищити швидкодію АЦП та опрацювання стрибкоподібних сигналів у ВК.

Компенсувати динамічну похибку, а в наслідок цього і підвищити швидкодію перетворення, можливо використовуючи НПСЧ у АЦП в складі ВК.

Компенсація динамічних похибок другого роду. Механізм виникнення динамічної похибки другого роду $\Delta''_{дин}$ у

двійковому АЦП пов'язано із зміненням за час перетворення вхідного сигналу на вході ІВС (рис.2) та відповідно на вході перетворювача. Похибка $\Delta''_{дин}$ [1] оцінюється швидкістю змінення вхідного сигналу (напруги u) у часі $t - V = \frac{\Delta A_{ex}(t)}{\Delta t}$

протягом одного перетворення $T_{пр}$ і визначається виразом $\Delta''_{дин1} \leq u' T_{пр}$, де u' – похідна від u . Значення $\Delta''_{дин}$ істотно залежить також від методу аналого-цифрового перетворення.

Дослідження описаної похибки за допомогою моделювання здійснюється з урахуванням, що вхідний сигнал може змінюватися лінійно, експоненційно та мати коливальний характер. При цьому загальне змінення вхідного сигналу A_{ex} задається виразом

$$A_{ex}(t) = A_{ex,П}(t) \pm \Delta A_{ex}(t), \quad (6)$$

де $\Delta A_{ex}(t) = \Delta A_v t / t_T$, t – час врівноваження, ΔA_v – змінення A_{ex} протягом одного такту, $\Delta A_{ex,П}$ – значення A_{ex} наприкінці паузи, тобто перед початком врівноваження. Результати моделювання проце-

су врівноваження для лінійного змінення вхідного сигналу наведені на рис. 5.

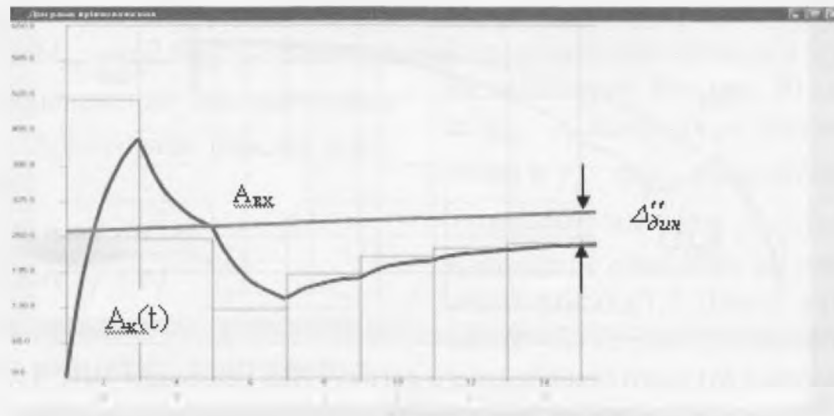


Рис. 5. Механізм появи $\Delta''_{дин}$ при врівноваженні лінійно-зростаючого сигналу у двійковому АЦП

Результати моделювання процесу врівноваження для експонентного змінення вхідного сигналу, поданого на вхід двійкового АЦП представлено на рис. 6, тут видно наявність динамічної похибки другого роду. У даному випадку змінення вхідного сигналу $A_{вх}$, можна описати у вигляді $\Delta A_{вх}(t) = \pm \Delta A_{вх} e^{-t/\tau}$,

де $\Delta A_{вх}$ – амплітуда стрибка $A_{вх}$, перед початком врівноваження, τ – постійна часу встановлення $A_{вх}$. Результати моделювання із відсутністю динамічних похибок в АЦП на основі НПСЧ для описаних ситуацій (лінійного та експонентного сигналів) наведено на рис. 7 та рис. 8.

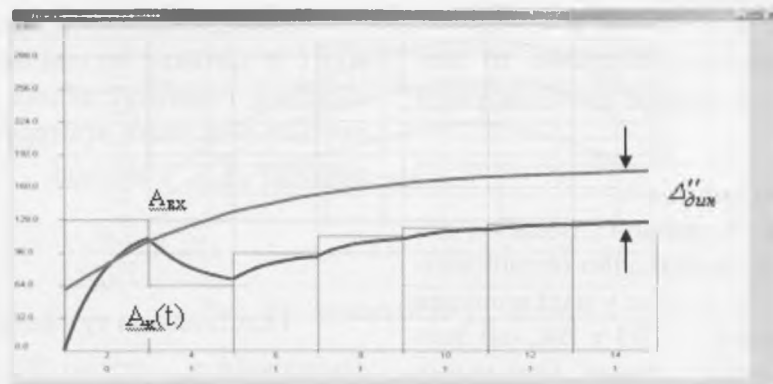


Рис. 6. Механізм появи $\Delta''_{дин}$ при врівноваженні експонентного сигналу у двійковому АЦП

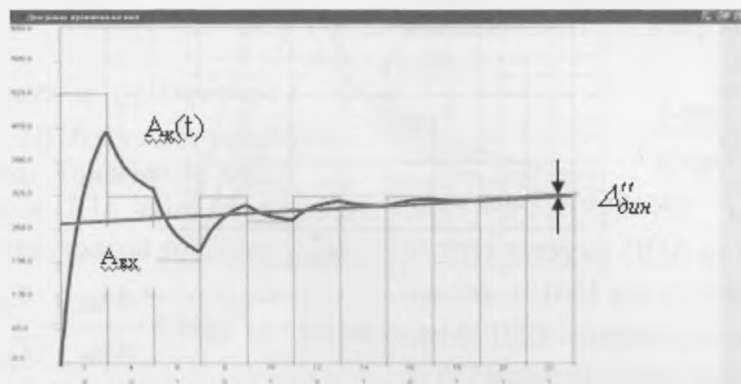


Рис. 7. Врівноваження вхідного лінійного сигналу АЦП на основі НПСЧ із компенсацією динамічної похибки другого роду

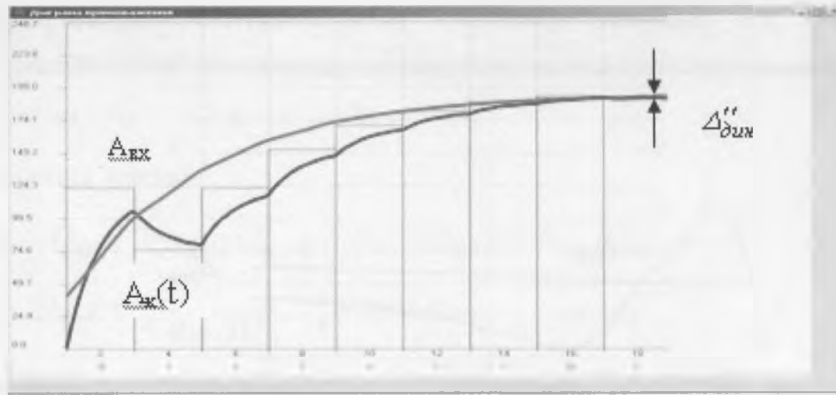


Рис. 8. Врівноваження вхідного експонентного сигналу АЦП на основі НПСЧ із компенсацією динамічної похибки другого роду

При цьому постійна часу τ вхідного експонентного сигналу $A_{вх}$ не може перевищувати значення

$$\tau \leq \frac{(n-m-2)t_T}{\ln \frac{\Delta A_{вх}}{m\Delta A_v}}$$

де $\Delta A_v = \Delta A_{вх} e^{(n-m-2)t_T/\tau}$, тут $\Delta A_{вх}$ потрібно розглядати для n тактів врівноваження. За умови, що згасаюче коливання $A_{вх}$ $\Delta A_{вх}(t) = \Delta A_{вх} e^{-t/\tau} \sin(\omega t + \varphi)$ обмежується експоненційними обвідними, то значення $\Delta A_{вх}(t)$, яке можна скомпенсувати не зміниться.

Порівняльні оцінки

Компенсація динамічних похибок дозволяє підвищувати швидкодню опрацювання сигналів у ВК. До того ж у ряді випадків можна відмовитися від ПВЗ у ВК, що зменшує статичну похибку каналу. При цьому позитивний ефект – зменшення часу вимірювання сигналів з одного давача пропонується визначати коефіцієнтом підвищення швидкодії у вигляді:

$$\gamma_{ш} = \frac{T_{пер 2}}{T_{пер \alpha}}, \quad (7)$$

де $T_{пер 2}$ та $T_{пер \alpha}$ – час перетворення відповідно двійкового та АЦП на осові НПСЧ. Коефіцієнт $\gamma_{ш}$ залежить від НПСЧ, яка використовується у конкретному АЦП. Меншому значенню основи системи числення α відповідає більше значення $\gamma_{ш}$. Від цього буде залежати загальна ефективність використання певного типу НПСЧ.

Необхідно зауважити, що збільшення $\gamma_{ш}$ при використанні у АЦП різних типів α відбувається за рахунок певних витрат (збільшення кількості обладнання) – подовження розрядної сітки перетворювача, що характеризується відповідним коефіцієнтом подовження розрядної сітки у вигляді $\gamma_{n\alpha} = n\alpha / n_2$, де $n\alpha$ – розрядність АЦП на основі НПСЧ, або

$$\gamma_{n\alpha} = \ln 2 / \ln \alpha. \quad (8)$$

Ефективність побудови ІВС на базі АЦП із ваговою надлишковістю для опрацювання стрибкоподібних сигналів пропонується описувати критерієм за умови компенсації $\Delta''_{дин}$ у вигляді

$$\gamma_e = \frac{\gamma_{ш}}{\gamma_{n\alpha}}. \quad (9)$$

Підставивши тут значення $\gamma_{ш}$ з (7) та замінюючи $\gamma_{n\alpha}$ згідно (8) отримуємо

$$\gamma_e = \frac{T_{пер 2} \cdot \ln \alpha}{T_{пер \alpha} \cdot \ln 2}. \quad (10)$$

Критерій γ_e залежить від типу α , що використовується в АЦП.

Для визначення швидкості зміння сигналу на вході АЦП за умови компенсації $\Delta''_{дин}$ доцільно користуватися критерієм

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_{вх.\alpha} \cdot T_{пер 2}}{\Delta A_{вх.2} \cdot T_{пер \alpha}}, \quad (11)$$

що описує ступінь збільшення припустимої швидкості вхідного сигналу при аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ.

Тут $\Delta A_{ex,\alpha} = \Delta A_v \cdot n\alpha$ – змінення A_{ex} за час врівноваження для перетворювача на основі НПСЧ; $\Delta A_{ex,2} = 0,5Q_0$ – змінення A_{ex} за час врівноваження для двійкового перетворювача. Підставивши описані величини у (11) маємо

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_v \cdot n(n+1) \ln^2 \alpha}{0,5 \ln \alpha (t_T / \tau)}, \quad (12)$$

де t_T – тривалість такту врівноваження, τ – постійна часу перехідного процесу.

На рис. 9, рис. 10 та рис. 11 показано залеж-

ності $\gamma_{ш}$, γ_e та γ_v від вказаного ряду α для різних n – розрядностей перетворювачів. Розрахунки здійснювалися згідно (7) – (12). Як видно з рис. 9 та рис. 10 для різних n та α $\gamma_{ш}$, γ_e мають різні значення; при збільшенні n $\gamma_{ш}$ та γ_e збільшується. При цьому оптимальне значення γ_e згідно рис. 10 буде відповідати значенням α , що знаходяться в межах $1,6 < \alpha < 1,7$. Для α в межах $1,6 < \alpha < 1,7$ на рис. 11 показані залежності γ_v .

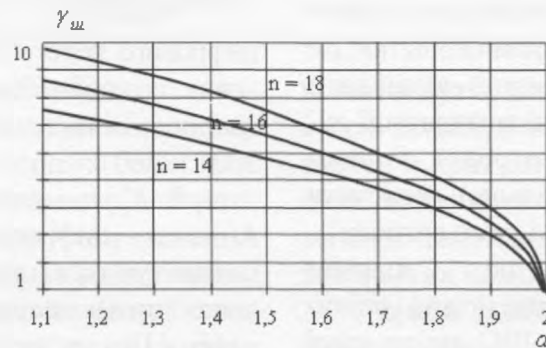


Рис. 9. Залежності $\gamma_{ш}$ від α

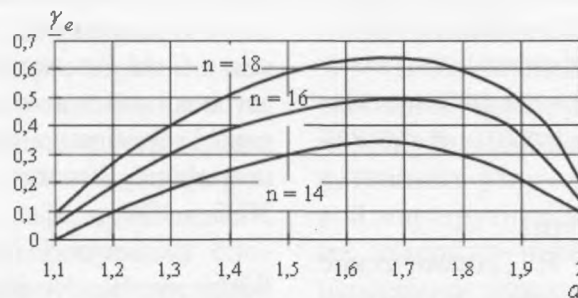


Рис. 10. Залежності γ_e від α

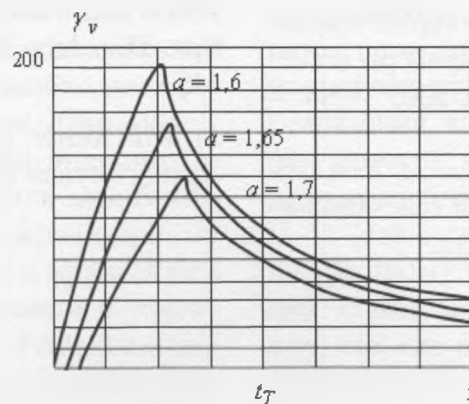


Рис. 11. Залежності γ_v від α

На основі описаного вище, рекомендується вибирати вказане α при побудові АЦП на основі НПСЧ у складі

ІВС для опрацювання стрибкоподібних сигналів; це буде відповідати максимальному значенню ефективності γ_e та γ_v

при мінімально достатньому $\gamma_{n\alpha}$ (мінімальних додаткових витратах обладнання).

Висновки

1. Проаналізовано механізми виникнення динамічних похибок першого та другого роду у ВК ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів. Розглянуто шляхи компенсації динамічних похибок першого та другого роду.

2. Показано, що компенсацію динамічних похибок у ВК ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів можна здійснювати шляхом уведення до складу каналу порозрядного АЦП із ваговою надлишковістю. Це дозволяє істотно (на порядок) підвищити швидкодію ІВС (за рахунок компенсації динамічних похибок першого роду), а також значно (на 2 порядки і більше) допустити прискорення наростання вхідного сигналу.

3. Показано, що шляхом комп'ютерного моделювання можна оцінити потенційну швидкодію ІВС ще на етапі проектування. Також показано, що використання АЦП на базі НПСЧ у складі ІВС максимально підвищує її ефективність, якщо використовується надлишкова система числення з основою, що лежить в межах $1,6 < \alpha < 1,7$.

Список літератури

1. *Острроверхов В. В.* Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. – Л.: «Энергия», 1975. – 176 с.
2. Геологические задачи сегодняшнего дня и методы их решения // Приборы и системы разведочной геофизики, 2005. – N4. – С. 6-12.
3. *Жуков А. П., Шнеерсон М. Б.* Адаптивные и нелинейные методы сейсморазведки. – М.: «Недра», 1998. – 100 с.

4. *Рейхард В.* Акустика общественных зданий / пер. с нем. – М.: Стройиздат, 1984. – 355 с.

5. *Азаров О. Д., Галаган О. Я., Звенигородський Е. Л., Снігур А. В.* Система вимірювання та реєстрування сигналів БАТ для акупунктурної терапії // Вісник ВПІ, 2005. – N2. – С. 16 – 19.

6. Свідоц. про реєстр. авт. права на твір. Комп'ютерна програма для дослідження динамічних похибок першого роду / *О. Д. Азаров, О. О. Лукащук, С. В. Богомолов, Л. В. Крупельницький* № 19671 від 19.02.2007.

7. *Азаров О. Д.* Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260 с.

8. *Крупельницький Л. В., Азаров О. Д.* Аналого – цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: Монографія. / Під заг. ред. О. Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 167 с.

9. *Азаров О. Д., Архипчук О. А., Захарченко С. М.* Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю для систем реєстрації і оброблення аналогових сигналів. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 125 с.

10. *Lewis S. H., Ramachandran R. and Snelgrove W. M.* Indirect testing of digital-correction circuits in analog-to-digital converters with redundancy // IEEE Trans. Circuit Syst. П. - July 1995. - Vol. CAS-42. -P.437-445.

11. *Walt Kester.* Analog-digital conversion. - Analog Devices Inc., 2005р. – 675 с.