

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ КОЕФІЦІЄНТА ПІДСИЛЕННЯ РІЗНИЦЕВОГО ПІДСИЛЮВАЧА МЕТОДОМ ДИНАМІЧНОГО ПІДСИЛЕННЯ

© Дорожовець Михайло, Пригородський Антон, 2012

Національний університет „Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 12, Львів, Україна
dorozhovets@polynet.lviv.ua, prygodsky.anton@gmail.com

Подано методику зменшення похибки коефіцієнта підсилення різницевого підсилювача. Числове моделювання показало, що застосування методики динамічного підсилення істотно підвищує точність підсилення сигналів.

Представлена методика уменьшения погрешности коэффициента усиления разностного усилителя. Числовое моделирование показало, что применение методики динамического усиления позволяет существенно повысить точность усиления сигналов.

This paper presents the method of the reduction of the differential amplifier's gain error. Numeric modeling shows that essential increasing of the signal amplification accuracy can be achieved by applying of the dynamic amplification method.

1. Вступ. Як відомо [1–2], метою томографії провідності є отримання інформації про розподіл провідності $g(x, y)$ в досліджуваному середовищі. Для цього об'єкт дослідження збуджують через електроди, які розміщені на краях досліджуваної області, струмом або напругою та вимірюють, відповідно, напругу або струм. Однією зі специфічних особливостей у цьому випадку є те, що значення вимірювальної величини змінюються у широкому діапазоні – відношення між максимальним та мінімальним значеннями може сягати 10–100 одиниць і більше навіть за рівномірного

розподілу провідності (рис. 1, а), а зміна значень вимірюваних напруг, спричинена зміною провідності у будь-якій ділянці об'єкта (власне, ця зміна і є найінформативнішою у сенсі відтворення провідності), взагалі є незначною (рис. 1, б). Вона може бути ще на 1–2 порядки меншою від самих міжелектродних напруг. Пояснюється це тим, що найсильніше реагують на збудження лише ті ділянки об'єкта, до яких прилягають збуджуючі електроди, а реакція з боку найвіддаленіших ділянок є слабшою. Усе це зумовлює надзвичайно жорсткі вимоги до точності вимірювання.

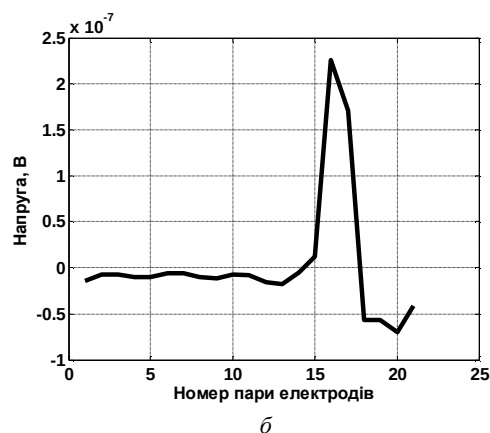
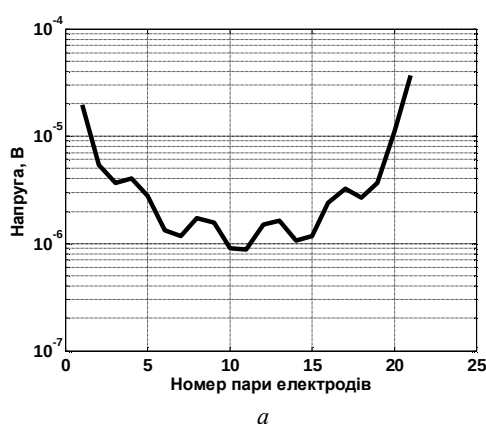


Рис. 1. а – залежність вимірюваних різниць потенціалів від пари електродів: пари з номерами 1 та 21 – прилегли до пари збуджуючих електродів; пара 11 – найвіддаленіша; б – зміна вимірюваних різниць потенціалів спричинена зростанням провідності малої ділянки в центрі об'єкта на 100 %

Для досягнення потрібної точності вимірювання необхідно, щоб рівень усіх вимірюваних сигналів максимально наближався до верхньої межі вимірювання АЦП. Це дасть змогу зменшити вплив ефектів квантування АЦП, забезпечить збільшення співвідношення сигнал-шум на вході АЦП та кращу лінійність вимірювального каналу [3]. Тому для забезпечення цієї умови при збиранні вимірювальних даних для задач томографії провідності необхідно належно (без втрати точності) підсилювати сигнали, які ми отримуємо із об'єкта дослідження.

Відомо [1], що на точність відтворення розподілу провідності найбільш негативно впливають адитивні випадкові та систематичні впливи, особливо спричинені квантуванням вимірюваної напруги під час аналого-цифрового перетворення. При цьому мультиплікативні систематичні впливи в каналі вимірювання не підсилюються, якщо вони залишаються сталими, тобто якщо використовується один вимірювальний канал, а його коефіцієнт перетворення для всіх вимірюваних напруг залишається незмінним. Якщо ж відносні відхилення коефіцієнтів підсилення від їхніх номінальних значень не залишаються сталими, наприклад, для одного коефіцієнта підсилення відхилення додатне, а для іншого – від'ємне, або в одному випадку дещо більше, а в іншому – дещо менше, то такі змінні мультиплікативні впливи реконструктивний алгоритм підсилює, погіршуючи точність реконструйованого образу. Це зумовлено тим, що реконструктивний алгоритм, використовуючи результати вимірювань, розв'язує обернену задачу томографії, але оскільки ці результати містять інтегральні оцінки про шуканий просторовий розподіл, обернена задача у реконструктивному алгоритмі передбачає явне чи неявне обчислення похідних. Враховуючи вкрай низьку чутливість результатів вимірювань до змін шуканої величини у внутрішніх частинах об'єкта, вплив неінформативних змін у результатах вимірювань реконструктивний алгоритм підсилює у сотні-тисячі разів [4].

Щоб уникнути цього, під час вимірювання і „малих” і „великих” напруг коефіцієнт підсилення вимірювального каналу не мав би змінюватися (мультиплікативний вплив є сталим), або, якщо коефіцієнт підсилення змінюють, то відносні відхилення його дійсних значень від номінальних значень мають бути нехтовно малими – на рівні 2–3 порядку малості. Це саме стосується і багатоканальних вимірювальних систем (які застосовують, щоб підвищити швидкодію

збирання вимірювальних даних): відносні відхилення коефіцієнтів підсилення різних каналів від номінальних значень також мають бути нехтовно малими.

За дуже широкого діапазону змін вимірюваних напруг коефіцієнт підсилення не може залишатися сталим через радикальне зростання негативного впливу ефектів квантування АЦП під час перетворення „малих” вимірюваних напруг. Зокрема, якщо відношення між найбільшим та найменшим значеннями напруги становить, наприклад, 64, то під час аналого-цифрового перетворення „малих” напруг втрачається 6 бітів розрядності АЦП. Тобто при застосуванні 16-розрядного АЦП еквівалентна розрядність результатів перетворення „малих” напруг становить всього 10 бітів! Це, своєю чергою, призводить до різкого погіршення точності реконструйованого образу через істотний адитивний вплив.

Тому для забезпечення належної точності реконструкції образу в електричній томографічній системі постає проблема побудови недорогих підсилювачів зі змінним коефіцієнтом підсилення з вимогою надзвичайно високої точності коефіцієнтів підсилення.

Вимірювальні підсилювачі, які пропонують сьогодні виробники, не задовольняють вимог щодо точності томографічних вимірювальних задач, зокрема томографії провідності. Навіть якщо використовується високоточний інструментальний підсилювач (рис. 2, а), скажімо, з відносним граничним відхиленням коефіцієнта підсилення від номінального у $\pm 0,01\%$, то різниця відносних відхилень двох коефіцієнтів підсилення може змінюватися навіть від $-0,02\%$ до $+0,02\%$, що з погляду реконструкції образу в електричній томографії небажано.

Метою роботи є опрацювання і дослідження методики підвищення точності підсилення різницевого сигналу у інструментальному підсилювачі із паралельними вітками резисторів зворотного зв'язку.

2. Типова схема підсилювача різницевого напруг. Типова схема вимірювального (інструментального) підсилювача [4] (рис. 2, а) складається із двох каскадів: перший збудовано із двох вхідних неінвертуючих підсилювачів на операційних підсилювачах (U_1 , U_2) з колами зворотного зв'язку з резисторів $R_1, R_{2,1}, R_{2,2}$, які забезпечують підсилення вхідної різницевої напруги із коефіцієнтом:

$$K_1 = 1 + \frac{R_{2,1} + R_{2,2}}{R_1}, \quad (1)$$

та вихідного каскаду на операційному підсилювачі (УЗ), який має коефіцієнт підсилення $K_2 = -\frac{R_4}{R_3}$ (за умови співвідношення опорів зворотного зв'язку: $R_4/R_3 = R_6/R_5$) і призначений для отримання однополюсного сигналу на виході підсилювача.

Як правило, внаслідок технологічних проблем забезпечення точного співвідношення $R_4/R_3 = R_6/R_5$ опорів зворотного зв'язку, коефіцієнт підсилення другого каскаду роблять сталим і часто він дорівнює -1 : $K_2 = -\frac{R_4}{R_3} = -1$. А коефіцієнт підсилення різницевого підсилювача змінюють, змінюючи опір спільного резистора зворотного зв'язку R_1 першого каскаду: $K = K_1$ [4]. При цьому для забезпечення симетрії підсилювача виконують умову однаковості номінальних значень опорів $R_{2,1,ном} = R_{2,2,ном} = R_{2,ном}$.

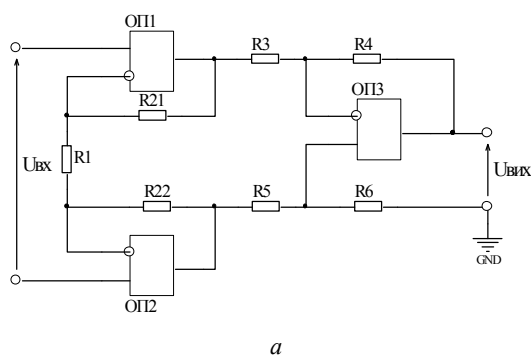
За такої умови вираз відносної похибки коефіцієнта підсилення першого каскаду (нехтуючи неідеальністю операційних підсилювачів ОП1 та ОП2)

$$d_K = \left(\frac{d_{2,1} + d_{2,2}}{2} - d_1 \right) \cdot \frac{K_{ном} - 1}{K_{ном}} = \left(\frac{d_{2,1} + d_{2,2}}{2} - d_1 \right) \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{ном}} \right), \quad (2)$$

де $d_1, d_{2,1}, d_{2,2}$ – відносні відхилення опорів резисторів зворотного зв'язку від номінальних значень.

Як випливає із (3), за незалежних та однаково точних опорів резисторів стандартне відхилення відносної похибки коефіцієнта підсилення становить:

$$s_{d_K} = 2s_R \cdot \frac{K_{ном} - 1}{K_{ном}}, \quad (3)$$



а

де s_R – стандартне відхилення відносного відхилення опорів резисторів від їх номінальних значень ($s_{R1} = s_{R2,1} = s_{R2,2} = s_R$).

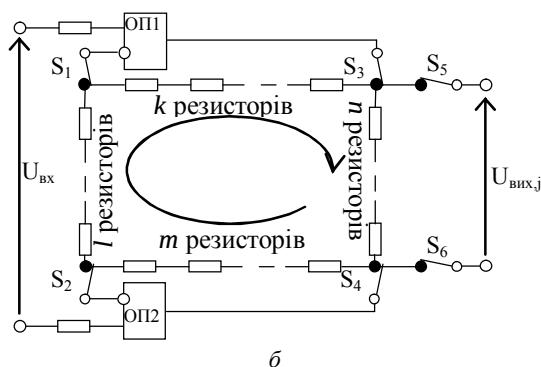
Тобто стандартне відхилення відносної похибки підсилювача має той самий порядок, що і стандартні відхилення відносного відхилення опорів резисторів. Тобто, якщо використовуються $\pm 1\%$ резистори, то відносна похибка коефіцієнта підсилення матиме порядок $\pm 1\%$, а у разі використання прецизійних $\pm 0,01\%$ резисторів, то відносна похибка коефіцієнта підсилення матиме порядок теж $\pm 0,01\%$. Щоб отримати відносну похибку коефіцієнтів підсилення підсилювача близько $\pm 0,0001\%$ (1 ppm), резистори зворотного зв'язку повинні бути того самого класу (1 ppm). Виконати такі умови вкрай важко.

3. Динамічне підсилення різницевих сигналів.

Пропоноване вирішення проблеми побудови підсилювача із точним коефіцієнтом підсилювання на базі резисторів невисокої точності ґрунтується на реалізації методу динамічного підсилення, описаного у [3].

Суть динамічного підсилення (рис. 2, б) полягає у тому, що при підсиленні вхідного сигналу резистори міняють місцями по колу ("обертають"), так, щоб кожний резистор пройшов повне коло. Після кожної наступної зміни положення резисторів вимірюють сигнал на виході. Після закінчення операції отримані результати усереднюють. Отже, коефіцієнт підсилення вхідного сигналу дорівнює середньому значенню коефіцієнтів K_j при кожній з N_k конфігурацій розташування резисторів у зворотному зв'язку диференційного підсилювача:

$$K = \bar{K} = \frac{1}{N_k} \sum_{j=1}^{N_k} K_j. \quad (4)$$



б

Рис. 2. Типова схема вимірювального (інструментального) підсилювача (а) та різницевого підсилювача із динамічною комутацією резисторів зворотного зв'язку (б)

При цьому вплив відносних відхилень опорів резисторів (їх допуски) завдяки усередненню взаємно скомпенсовується, оскільки кожен резистор перебуває в різних частинах кола зворотного зв'язку.

Очевидним недоліком цього методу є те, що доводиться витратити набагато більше часу на одне повноцінне вимірювання, оскільки воно є усередненим значенням вимірювання при кожній конфігурації розташування резисторів. Це обмежує коло вимірювальних задач, для яких таке підсилення можна використати.

Другий недолік пов'язаний з тим, що для реалізації такої схеми необхідно $6 \cdot (K_{\max} + 1)$ (де $K_{\max}$ – максимальне значення коефіцієнта підсилення для конкретної конфігурації) аналогових ключів, за допомогою яких і забезпечується можливість змінювати розташування резисторів у схемі. Натомість саме розташування ключів у схемі є позитивним фактором на користь цього методу – їх опір не впливає на опір віток зворотного зв'язку різницевого підсилювача.

4. Динамічний підсилювач із паралельними вітками зворотного зв'язку. Ми ж пропонуємо модифікацію реалізації цього методу. Вона полягає у заміні резисторів R_1 та $R_{2,1}$ і $R_{2,2}$ (рис. 3) групами паралельних резисторів однакового номіналу, причому для забезпечення симетрії резистор R_1 замінюється двома такими групами (кожна з яких повинна мати однакову кількість резисторів) (рис. 3). Тут зміна розташування резисторів відбуватиметься між вітками A та B і C та D відповідно.

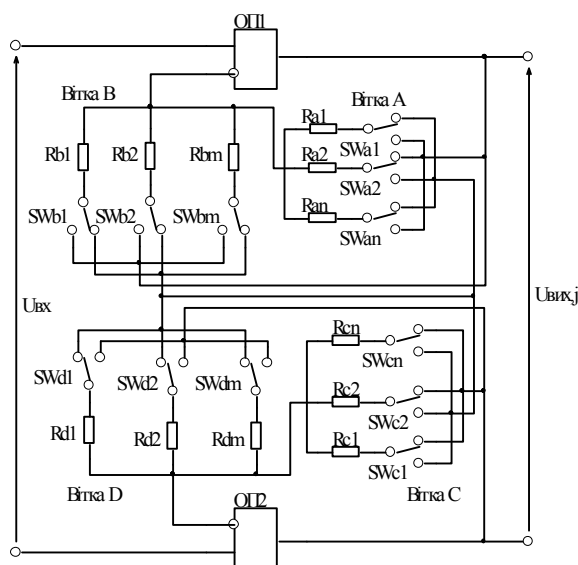


Рис. 3. Різницевий підсилювач із паралельною структурою резисторів зворотного зв'язку

Теоретично номінальний коефіцієнт підсилення такого підсилювача визначатиметься лише кількістю резисторів згідно з виразом:

$$K_{\text{ном}} = 1 + \frac{m}{n} = \frac{k}{n}, \quad (5)$$

де m – кількість резисторів у вітках B та D ; n – кількість резисторів у вітках A та C , $k = n + m$ – сумарна кількість резисторів у одній половині підсилювача.

Як уже згадувалось вище, зміна розташування резисторів відбуватиметься паралельно між вітками A та B (подільник напруги кола зворотного зв'язку ОП1) і C та D (подільник напруги кола зворотного зв'язку ОП2). Зробивши перше вимірювання у початковій конфігурації (рис. 3), система перемкне резистор R_{a1} у вітку B (за допомогою ключа SW1), а резистор R_{b1} – у вітку A . Одночасно з цим відбудеться перемикання резисторів R_{c1} та R_{d1} між вітками C та D . Так триватиме, поки не буде реалізовано всі послідовні комбінації заміни резисторів між вітками кожного з подільників напруги у колах зворотного зв'язку (паралельно).

Основна перевага цієї модифікації – суттєве зменшення кількості аналогових ключів, які забезпечуватимуть зміну розташування резисторів. Їхня кількість визначається кількістю резисторів. Але, оскільки ключі у схемній реалізації будуть ввімкнені послідовно із резисторами, то їх опір впливатиме на коефіцієнт підсилення, що є недоліком. Проте їхній вплив можна звести до мінімуму підбором номіналу резисторів, оскільки збільшивши відношення між номіналом резистора та опором ключа, ми збільшимо також відношення між абсолютним значенням відхилення опору від його номінального значення у межах допуску та опором ключа. Таким способом можна досягти нехтовно малого впливу опорів ключів на фоні впливу від самої неточності резисторів.

Така схема також дозволяє легко вилучити зі схеми один чи кілька резисторів, що дає змогу керувати коефіцієнтом підсилення. Наприклад, якщо візьмемо $n = 1$ та $m = 49$ резисторів, то отримаємо коефіцієнт підсилення 50. Тоді, зменшивши m до 9, отримаємо, що коефіцієнт дорівнює 10. Тобто ми можемо змінювати коефіцієнт підсилення у діапазоні від 1 до 50.

Оскільки принцип роботи залишається незмінним, то витрати часу на одне вимірювання залишаються великими, і, відповідно, що методику також можна використати лише для обмеженого кола вимірю-

вальних задач. Щодо задач томографії провідності, то таку методику підсилення сигналів можна застосувати лише для дослідження об'єктів зі стаціонарними або повільнозмінними внутрішніми процесами.

5. Аналіз характеристик похибки коефіцієнта підсилення. Розглянемо найпростіший випадок підсилювача з $m=1, n=1$ тобто збудованого лише з двох пар резисторів: $R_{1,1}, R_{2,1}$ та $R_{1,2}, R_{2,2}$. Тоді номінальний коефіцієнт підсилення підсилювача $K_{ном} = 1 + \frac{m}{n} = 2$.

Оскільки дійсні значення опорів резисторів відрізняються від номінальних, то дійсне значення коефіцієнта підсилення становить:

$$K_1 = 1 + \frac{R_{2,1} + R_{2,2}}{R_{1,1} + R_{1,2}} = 1 + \frac{2 + d_{2,1} + d_{2,2}}{2 + d_{1,1} + d_{1,2}}. \quad \text{Якщо у}$$

другому вимірюванні у кожній парі поміняти місцями резистори $R_{1,1} \leftrightarrow R_{2,1}$ та $R_{1,2} \leftrightarrow R_{2,2}$, тоді дійсне значення коефіцієнта підсилення становить

$$K_2 = 1 + \frac{R_{1,1} + R_{1,2}}{R_{2,1} + R_{2,2}} = 1 + \frac{2 + d_{1,1} + d_{1,2}}{2 + d_{2,1} + d_{2,2}}. \quad \text{Середнє значення}$$

обох коефіцієнтів:

$$K_{cp} = \frac{K_1 + K_2}{2} = 2 \cdot \frac{\left(1 + \frac{d_{1,1} + d_{1,2} + d_{2,1} + d_{2,2}}{4}\right)^2}{\left(1 + \frac{d_{1,1} + d_{1,2}}{2}\right) \left(1 + \frac{d_{2,1} + d_{2,2}}{2}\right)}. \quad (6)$$

Відносна похибка середнього коефіцієнта підсилення

$$d_{K_{cp}} = \frac{K_{cp} - 2}{2} = \frac{\left(\frac{d_{1,1} + d_{1,2} + d_{2,1} + d_{2,2}}{4}\right)^2 - \frac{d_{1,1} + d_{1,2}}{2} \cdot \frac{d_{2,1} + d_{2,2}}{2}}{\left(1 + \frac{d_{1,1} + d_{1,2}}{2}\right) \left(1 + \frac{d_{2,1} + d_{2,2}}{2}\right)} \approx \approx \left(\frac{d_{1,1} + d_{1,2} - d_{2,1} - d_{2,2}}{4}\right)^2. \quad (7)$$

Якщо значення відносних відхилень опорів від їх номінальних значень не корельовані: $M[d_i d_j] - M[d_i] M[d_j] = 0$, тоді математичне сподівання і стандартне відхилення відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення становлять:

$$M[d_{K_{cp}}] = \frac{s_R^2}{4}, \quad (8)$$

$$s(d_{K_{cp}}) = \sqrt{M\left[\left(d_{K_{cp}} - M[d_{K_{cp}}]\right)^2\right]} = = \sqrt{\frac{m_{4,R} + 5s_R^4}{64}} = \frac{s_R^2}{8} \sqrt{1 + 5e^2}, \quad (9)$$

де $m_{4,R}$ – момент четвертого порядку розподілу відносних відхилень опорів від номінального значення;

$e = \sqrt{m_{4,R}} / s_R^2$ – ексцес розподілу: $m_{4,R} = 1,8 s_R^4$,

$e = 1,8$ для рівномірного розподілу та $m_{4,R} = 3s_R^4$,

$e = 3$ для нормального розподілу.

З виразів (8) та (9) випливає, що математичне сподівання відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення є додатним, крім того, і математичне сподівання, і стандартне відхилення відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення пропорційні до квадрата відносного стандартного відхилення опорів резисторів, тобто є величинами другого порядку малості.

Наприклад, якщо відносні стандартні відхилення опорів резисторів становлять 1 % (0,01), то математичне сподівання відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення становить 0,0025 % (25 ppm), а стандартне відхилення відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення становить $\approx 0,0085$ % (85 ppm) для нормального розподілу і $\approx 0,0052$ % (52 ppm) для рівномірного.

Якщо ж використано резистори з відносним стандартним відхиленням опорів 0,1 % (0,001), то математичне сподівання відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення становить (0,25 ppm), а стандартне відхилення відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення становить $\approx 0,85$ ppm для нормального розподілу і $\approx 0,52$ ppm для рівномірного.

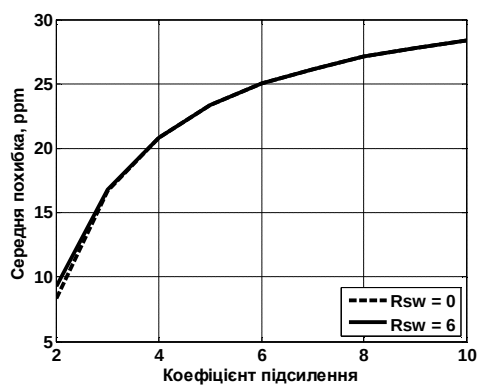
Тобто резистори з допуском приблизно 0,1 % у методі динамічного підсилення практично вирішують проблему точності коефіцієнтів підсилення.

6. Дослідження характеристик похибки коефіцієнта підсилення за допомогою числового моделювання. Для коефіцієнтів підсилення від 2 і вище у ході дослідження проведено числове моделювання роботи диференційного підсилювача. Для заданої кількості резисторів ($k = m + n$), їх номінального значення ($R_{ном}$) та допуску ($\pm \delta_{R,cp}$) розраховано коефіцієнт підсилення для кожної конфігурації розташування резисторів. Потім коефіцієнти усереднено

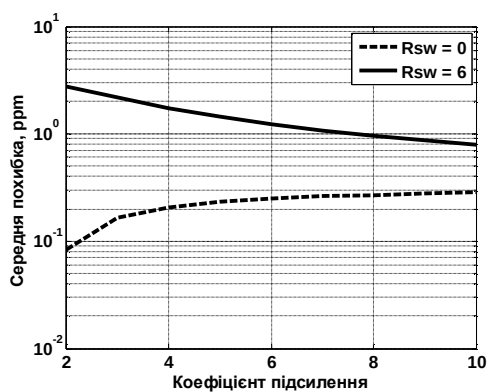
($\bar{K}$). Для отримання статистичних даних використано метод Монте-Карло – описані вище операції проведено 100 000 разів. Моделювався також вплив опору ключів ($R_{кл}$, $\delta_{R_{кл}}$).

Після отримання результуючих коефіцієнтів підсилення розраховували значення похибок коефіцієнтів відносно їх теоретичного значення:

$$d_K = \frac{\bar{K} - K_{ном}}{K_{ном}} \cdot 10^6, [ppm] \quad (10)$$

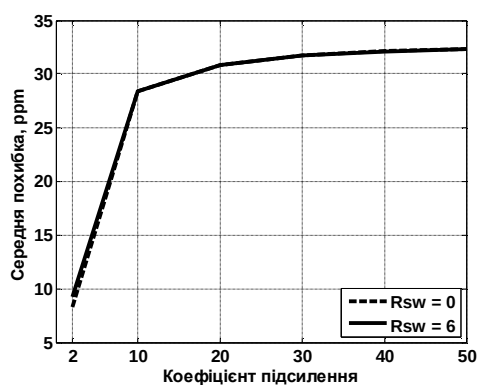


а
 $R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R_{сп}} = \pm 1\%$

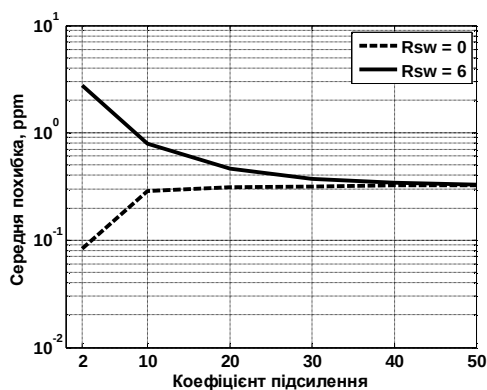


б
 $R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R_{сп}} = \pm 0,1\%$

Рис. 4. Середнє значення похибки коефіцієнта підсилення для всіх вибірок ($K_{ном} = 2-10$; $R_{ном} = 50 \text{ кОм}$)



а
 $R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R_{сп}} = \pm 1\%$



б
 $R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R_{сп}} = \pm 0,1\%$

Рис. 5. Середнє значення похибки коефіцієнта підсилення у всіх вибірках ($K_{ном} = 2, 10, 20, 30, 40, 50$; $R_{ном} = 50 \text{ кОм}$)

Як бачимо, метод динамічного підсилення дозволяє досягти високої точності підсилення, навіть якщо використано резистори не надто високої точності. Опір ключів має менш відчутний вплив у разі використання резисторів з допуском $\delta_{R_{сп}} = \pm 1\%$, що є очікуваним, оскільки відношення між абсолютним значенням відхилення опорів резисторів та опорами ключів є більшим, ніж у випадку допуску $\pm 0,1\%$.

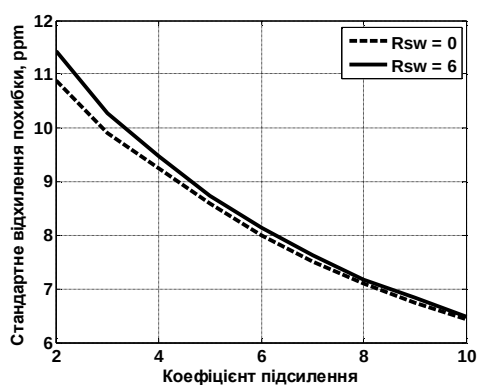
та їх середнє значення (для всіх вибірок) та стандартне відхилення.

На рис. 4 та 5 подано графічні залежності середнього значення похибки від значення коефіцієнта підсилення (що фактично відображає залежність від кількості резисторів) для $K_{ном} = 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10$ (рис. 4) та $K_{ном} = 2, 10, 20, 30, 40, 50$ (рис. 5); $R_{ном} = 50 \text{ кОм}$; $\delta_{R_{сп}} = \pm 1\%$ (рис. 4 а) та $\pm 0,1\%$ (рис. 4 б); $R_{кл} = 0 \text{ Ом}$ та 6 Ом з розкидом опорів $\delta_{R_{кл}} = \pm 20 \%$.

Попри це, середнє за модулем значення похибки коефіцієнта підсилення у випадку допуску $\pm 0,1\%$ є на 1–2 порядки меншим.

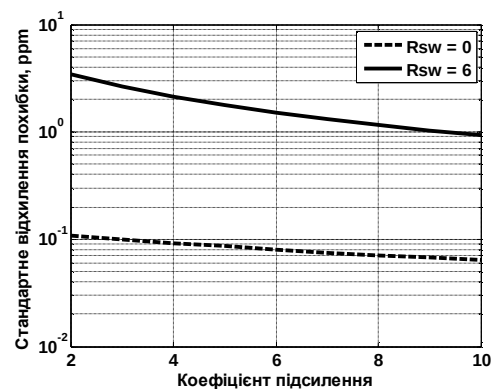
На рис. 6 та 7 подано стандартні відхилення похибок коефіцієнта підсилення (для тих самих конфігурацій).

Стандартне відхилення зменшується зі збільшенням коефіцієнта підсилення та є меншим, якщо допуск резисторів $\pm 0,1 \%$.



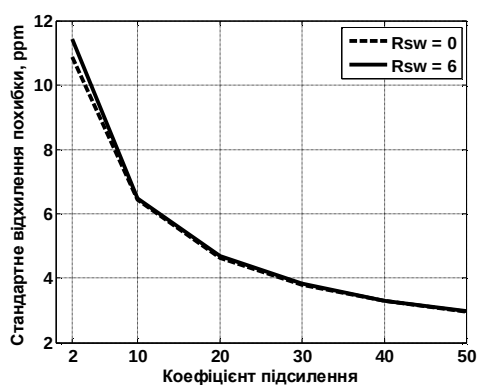
а

$$R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R, \text{зп}} = \pm 1\%$$



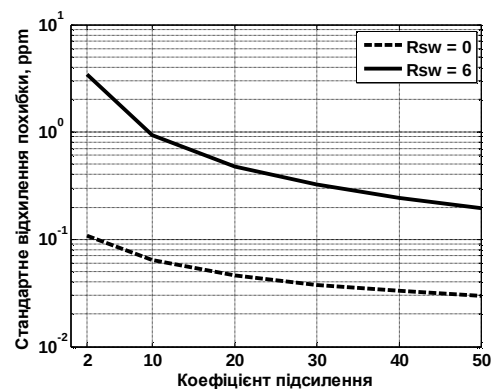
б

$$R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R, \text{зп}} = \pm 0,1\%$$

Рис. 6. Стандартне відхилення похибки коефіцієнта підсилення ($K_{ном} = 2-10$; $R_{ном} = 1 \text{ кОм}$)

а

$$R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R, \text{зп}} = \pm 1\%$$



б

$$R_{ном} = 50 \text{ кОм}; \delta_{R, \text{зп}} = \pm 0,1 \%$$

Рис. 7. Стандартне відхилення похибки коефіцієнта підсилення ($K_{ном} = 2, 10, 20, 30, 40, 50$; $R_{ном} = 50 \text{ кОм}$)

Для $K_{ном} = 2$ порівняємо отримані результати із теоретичною оцінкою згідно з виразами (8) та (9). Під час моделювання ми прийняли розподіл відхилень опорів від їхніх номінальних значень рівномірним, тому теоретичну оцінку стандартного відхилення похибки середнього значення коефіцієнта підсилення виконаємо для цього розподілу. Стандартні відхилення опорів резисторів для рівномірного закону розподілу становлять:

$$s_R = \frac{d_{R, \text{зп}}}{\sqrt{3}}. \quad (11)$$

У такому випадку вираз (8) набуде вигляду:

$$M[d_{K, \text{зп}}] = \frac{s_R^2}{4} = \frac{d_{R, \text{зп}}^2}{12}, \quad (12)$$

а вираз (9) (враховуючи, що $e = 1,8$ для рівномірного розподілу):

$$s(d_{K, \text{зп}}) = \frac{s_R^2}{8} \sqrt{1 + 5e^2} = \frac{d_{R, \text{зп}}^2}{24} \sqrt{1 + 5e^2} \approx 0.17 d_{R, \text{зп}}^2. \quad (13)$$

Згідно з виразами (12) та (13) математичне сподівання (середнє значення) відносної похибки середнього значення коефіцієнта підсилення для резисторів з допуском $\delta_{R, \text{зп}} = \pm 1\%$ становить 8.3 ppm, а стандартне відхилення – 17.3 ppm. Згідно з результатами моделювання ці значення становлять 9 ppm та 11 ppm відповідно (див. рис. 4, а та 6, а, залежності для $R_{кл} = 0 \text{ Ом}$).

Для резисторів з допуском $\delta_{R, \text{зп}} = \pm 0,1 \%$, згідно з теоретичною оцінкою, отримаємо, що математичне сподівання дорівнює 0.08 ppm та стандартне відхилення – 0.17 ppm. Згідно з результатами моделювання ці значення становлять 0.08 ppm та 0.1 ppm відповідно (див. рис. 4, б та 6, б, залежності для $R_{кл} = 0 \text{ Ом}$).

Як бачимо, для математичного сподівання похибки середнього значення коефіцієнта підсилення – теоретичні та отримані під час моделювання значення – цілком збігаються, тоді як теоретична оцінка стан-

дартного відхилення є дещо завищеною порівняно із отриманими результатами числового моделювання.

Моделювання виконано у системі Matlab R2010a.

7. Швидкодія підсилювача. Порівняно зі звичайним методом, для забезпечення високої точності потрібне не одне вимірювання, а усереднення кількох вимірювань вихідної напруги при різних положеннях резисторів зворотного зв'язку. Кількість циклічних перемикань резисторів дорівнює кількості використаних (k) у одній половині схеми підсилювача резисторів. Якщо за заданої кількості резисторів хочемо отримати максимальний коефіцієнт підсилення з цілим значенням, то згідно з (6) маємо прийняти $n = 1$ і тоді

$$k = K_{ном} - 1. \quad (11)$$

Отже, якщо частота комутації резисторів зворотного зв'язку $f_0 = \frac{1}{T_0}$ (T_0 – період), тривалість повного циклу підсилення становить:

$$T_K = kT_0 = (K_{ном} - 1)T_0 = \frac{K_{ном} - 1}{f_0} \approx \frac{K_{ном}}{f_0}. \quad (12)$$

Наприклад, при $K_{ном} = 100$ та $f_0 = 50$ кГц час підсилення становить $T_K \approx 2$ мс.

Якщо перед аналого-цифровим перетворенням підсилюється змінний сигнал, то частота дискретизації вимірюваного сигналу має бути меншою у $k = K_{ном} - 1$ разів, тобто смуга частот вимірювального каналу звужується у $k = K_{ном} - 1 \approx K_{ном}$ разів.

8. Висновки. Дослідження показало, що за допомогою методу динамічного підсилення, використо-

вуючи резистори порівняно невисокої точності, можна досягти високої точності коефіцієнта підсилення на рівні 10 – 150 ppm, що у сотні разів краще від звичайних методів.

Іншою перевагою пропонованої реалізації підсилювача є зменшення кількості ключів для реалізації циклічного перемикання резисторів зворотного зв'язку. Кількість ключів у запропонованій схемі підсилювача становить $2k = 2 \cdot (K_{ном} - 1)$, тоді як у відомій схемі ця кількість становить $6 \cdot (K_{ном} + 1)$. Наприклад, для одержання коефіцієнтів підсилення до 10 у запропонованій схемі потрібно 18 ключів, тоді як у відомій – 66 ключів.

Певною негативною рисою підсилювачів з динамічною комутацією є видовження часу, який потрібний для підсилення сигналу, що спричиняє звуження частотного діапазону підсилюваних сигналів на число, що приблизно дорівнює коефіцієнту підсилення.

1. Дорожовець М.М. Томографічні вимірювання просторового розподілу фізичних величин на прикладах електричної та акустичної томографії: дис... д-ра техн. наук. – Львів, 2001. – 335 с. 2. Primrose K., Qiu C. *Performance and Application Studies of an Electrical Resistance Tomography System*. 1st World Congress on Industrial Process Tomography, Buxton, Greater Manchester, April 14-17, 1999. pp. 133-139. 3. *Smart sensor systems/ edited by Gerard C.M. Meijer*. – John Wiley & Sons, 2008. – p. 385. 4. Хоровиц П., Хилл У. *Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 1 / пер. с англ. под ред. М.В. Гальперина*. – М: Мир, 1986. – 600 с.