

О. Д. Азаров<sup>1</sup>  
М. Ю. Теплицький<sup>1</sup>

## МЕТОД НЕПЕРЕРВНОГО КОРИГУВАННЯ СТРУМУ ЗСУВУ НУЛЯ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

<sup>1</sup>Вінницький національний технічний університет

*Проаналізовано метод неперервного коригування струму зсуву нуля двотактних підсилювачів постійного струму. Оцінено ефективність запропонованого методу для зменшення струму зсуву нуля і його температурного дрейфу, а також надано рекомендації щодо реалізації генераторів компенсаційного струму.*

**Ключові слова:** двотактний підсилювач постійного струму, струм зсуву нуля, температурний дрейф, генератор компенсаційного струму.

### Вступ

Особливістю підсилювачів постійного струму (ППС) взагалі і двотактних підсилювачів постійного струму (ДППС) зокрема є наявність адитивної похибки, яка має дві складові: по напрузі і по струму. Якщо пристрій містить на вході польові транзистори, то вхідні струми практично відсутні і проявляється тільки напруга зсуву нуля. Методи коригування зсуву напруги нуля з перериванням, так званий «chopper» [1] розроблені і є досить ефективними. Водночас у випадку реалізації ППС і зокрема ДППС на біполярних транзисторах з'являється потреба коригування зсуву струму на вході пристрою. Причому, на відміну від методів коригування напруги нуля з періодичними перериваннями, методи коригування зсуву струму нуля мають бути неперервними.

### Актуальність

Існують певні методи коригування струмів вхідних диференціальних каскадів ППС, побудованих на біполярних транзисторах зокрема, які описані в [1—2]. Подібні методи є досить ефективними, якщо генератори вхідного сигналу мають низький внутрішній опір і фактично є генераторами напруги. У випадку ж використання на вході схеми генераторів струму, коефіцієнт підсилення істотно знижується.

Відомі підходи [3], що дозволяють коригувати струм зсуву нуля ДППС. Водночас, можливості його істотно обмежені, оскільки при цьому коригується тільки перший підсилювальний каскад певної конфігурації, а у випадку зміни параметрів його робочої точки коригувальні можливості погіршуються.

Автори пропонують новий метод неперервного коригування вхідного струму зсуву нуля для двотактних підсилювачів струму, який до того ж дозволяє істотно зменшити температурний дрейф вхідного струму. Водночас суть його не розкрита в науково-технічній літературі, тому тема статті є актуальною.

*Мета досліджень* — істотне зменшення (на порядок) вхідного струму зсуву нуля  $I_0$  за рахунок застосування запропонованого методу коригування, а також температурного дрейфу  $\Delta I_0(t^\circ)$  двотактних підсилювача постійного струму, у тому числі під час зміни умов навколишнього середовища та напруг живлення.

*Задачі досліджень:*

- 1) аналіз запропонованого методу неперервного коригування струму зсуву нуля та температурного дрейфу ДППС;
- 2) оцінка ефективності коригувальних властивостей запропонованого методу, а також можливостей її збільшення;
- 3) рекомендації щодо практичної реалізації вказаного методу коригування у двотактних підси-

лювачах постійного струму з балансним зворотним зв'язком залежно від числа підсилювальних каскадів і конфігурації схеми.

### Результати досліджень

Запропонований метод коригування струму зсуву нуля  $I_0$  і його температурного дрейфу  $\Delta I_0(t^\circ)$  передбачає наявність принаймні двох ДППС, виготовлених за інтегральною технологією в одному кристалі на біполярних транзисторах з ідентичними статичними характеристиками, значення входних струмів зсуву нуля яких  $I_0'$  і  $I_0''$  є максимально близькими. Крім того потрібен спеціальний генератор компенсаційних струмів  $\tilde{I}_0'$  і  $\tilde{I}_0''$ , значення яких повинні задовольняти рівності  $I_0' = I_0'' = \tilde{I}_0' = \tilde{I}_0''$  з мінімальними похибками.

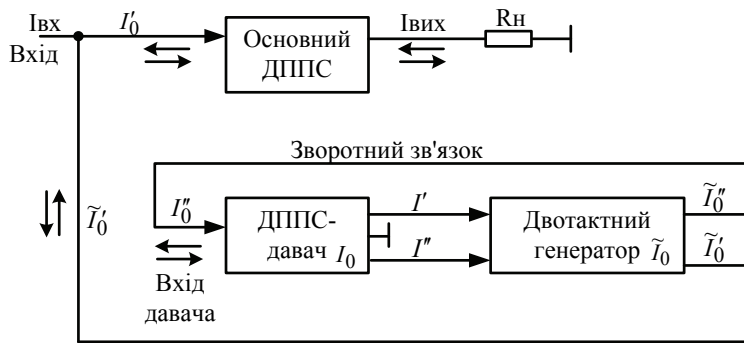


Рис. 1. Структурна схема системи коригування  $I_0$

а вихід давача заземлено. Перший вихід генератора через коло від'ємного зворотного зв'язку підключено до входу ДППС-давача. Під час роботи схема балансується і на першому виході генератора формується струм  $\tilde{I}_0'' = I_0''$ . Похибка задання залежить від глибини зворотного зв'язку  $\chi$ , а також від коефіцієнта передачі струму  $K_{i.д}$  ДППС-давача.

Таким чином коефіцієнт пропорційності між входним струмом  $I_0''$  зсуву нуля давача задається співвідношенням

$$K_{п.і.д.} = \frac{K_{i.д.}}{1 + \chi \cdot K_{i.д.}} \quad (1)$$

Якщо добуток  $\chi K_{i.д.} \gg 1$ , а зворотний зв'язок глибокий, то цей коефіцієнт  $K_{п.і.д.}$  є близьким до 1.

На другому виході генератора формується струм  $\tilde{I}_0' = \tilde{I}_0''$ , який як компенсаційний подається на вхід основного ДППС. При цьому на його вході формується різницевий струм  $\Delta I_0 = I_0' - \tilde{I}_0'$ , який істотно (на порядок) менше, ніж первинний струм  $I_0'$ . Слід зазначити, що точність коригування  $I_0$  ДППС визначається ідентичністю параметрів біполярних транзисторів, на яких побудовано пристрої, а також тим, наскільки однаковими є робочі точки цих транзисторів та умови їх функціонування. Відомо, зокрема, що коефіцієнти передачі струму  $\beta$  збігаються з похибкою не більше 5%, а зі зниженням робочих струмів ця похибка ще зменшується [2].

Розглянемо варіанти побудови генераторів компенсаційних струмів, а також конфігурації їх підключення до ДППС-давача [5—7]. На рис. 2а показано принципову схему системи формування  $\tilde{I}_0$  для найпростішого ДППС із одноступеневими проміжними каскадами з низьким  $r_{вх}$ . Вона містить ДППС-давач, конфігурація побудови якого має повторювати основний ДППС, а також генератор компенсаційного струму  $\tilde{I}_0'$ .

Суть запропонованого методу доцільно розглянути за допомогою структурної схеми системи коригування  $I_0$ , показаної на рис. 1. Вона містить основний ДППС, на вході якого діє струм зсуву нуля  $I_0'$ , а також підсилювач-давач, на вході якого діє близький за значенням струм  $I_0''$ . Парафазні виходи підсилювача-давача, на яких протікають струми  $I'$  і  $I''$  підключено до входів двотактного генератора компенсаційних струмів  $\tilde{I}_0'$  і  $\tilde{I}_0''$ ,

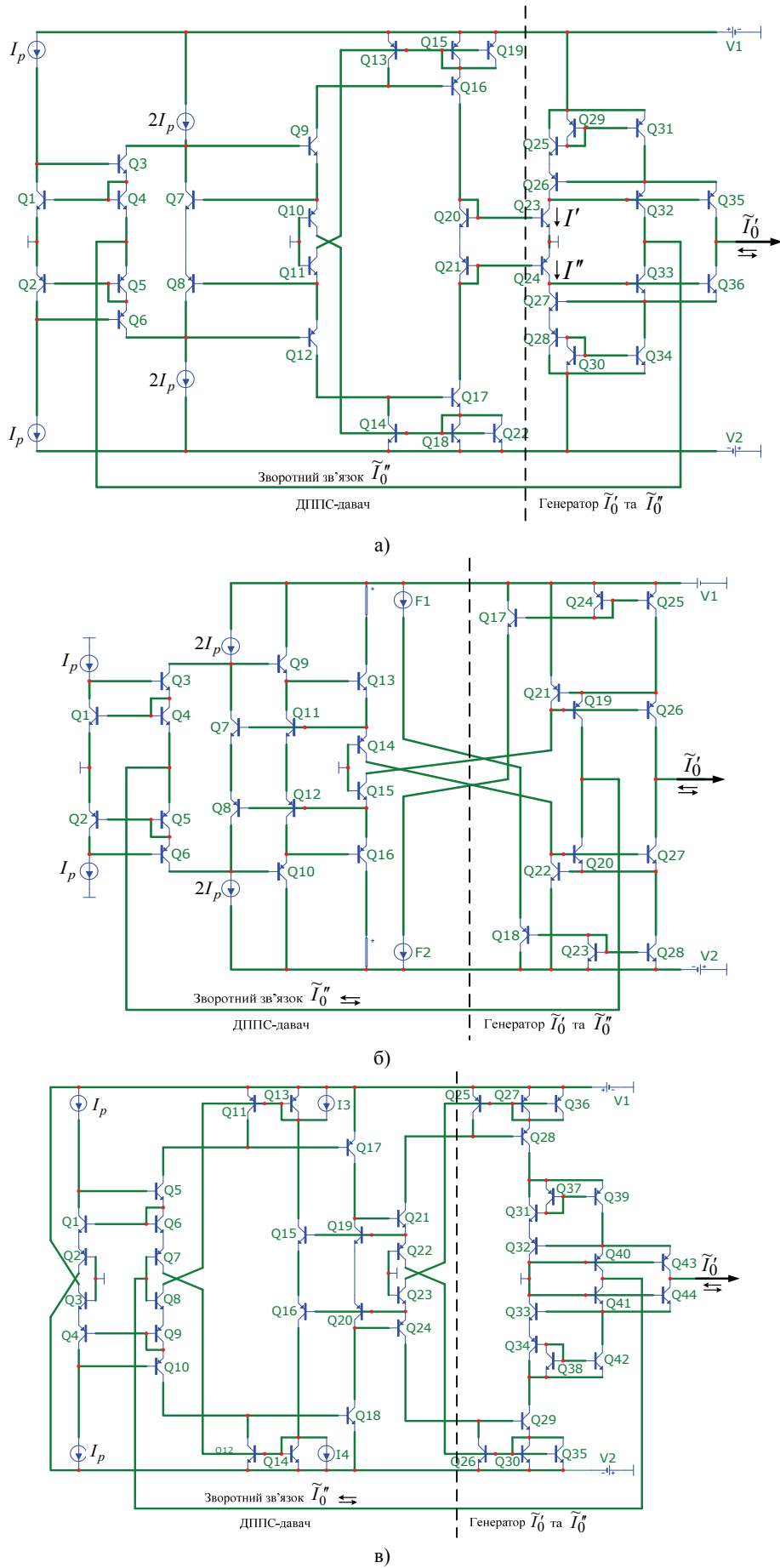


Рис. 2. Спрощені схеми систем формування  $\tilde{I}_0$  для ДППС із: а і б — низьким  $r_{вх}$ ; в — середнім  $r_{вх}$

Слід зазначити одну принципову особливість застосування вказаного підходу щодо коригування адитивної похибки ДППС, а саме: якщо вхідний струм  $I_0$  зсуву нуля підсилювача скомпенсовано за умови, що джерелом вхідного сигналу є генератор струму з високим внутрішнім опором, то наявність напруги  $U_0$  зсуву нуля не є принциповою або її вплив буде істотно зниженим. Це зумовлено тим, що в процесі коригування схема балансується по струму і вихідний струм підсилювача наближається до нуля, незалежно від зсуву нуля по напрузі і опору навантаження  $R_H$ . Відповідно і вихідна напруга  $U_{\text{вих}} \rightarrow 0$ .

Вхідний опір цієї схеми ДППС є низьким і приблизно дорівнює

$$r_{\text{вх}} \approx \left( r_e + \frac{r_e}{1 + \beta_1} \right) \parallel \left( r_e + \frac{r_e}{1 + \beta_2} \right), \quad (2)$$

де  $r_e = \frac{\Phi_T}{I_e}$  — опір емітера,  $\Phi_T \approx 26$  мВ — термопотенціал,  $\beta_1$  і  $\beta_2$  — малосигнальні коефіцієнти передачі струму n-p-n та p-n-p біполярних транзисторів, відповідно, а  $I_e$  — струм емітера в робочій точці. Для схеми на рис. 2а при  $I_e = 1$  мА  $r_{\text{вх}} \approx 15$  Ом.

Генератор компенсаційного струму  $\tilde{I}_0$  є двотактним і структурно складається з двох частин. Кожна частина схеми є симетричною іншій. При цьому верхня частина містить транзистор p-n-p Q26, на колектор якого надходить складова вихідного струму  $I'$ . Емітер цього транзистора з'єднано з емітером n-p-n транзистора Q25. У коло база-колектор p-n-p транзистора включено 2 p-n-p транзистора, відповідно Q32 і Q35, робочі точки яких перебувають у режимі базових струмів Q26. У коло бази Q25 підключено відбивач струму на транзисторах Q29 і Q31. При цьому колекторний струм Q31 дорівнює  $I_{\text{к31}} = I_{\text{б25}} = \frac{I'}{\beta_{25}}$ . Таким чином, враховуючи ідентичність Q32 і Q35 можна

записати: 
$$I_{\text{к32}} = I_{\text{к35}} = \frac{I_{\text{б25}}}{2} + \frac{I_{\text{б26}}}{2} = \frac{I'}{2\beta_{25}} + \frac{I'}{2\beta_{26}} = \frac{I'}{2} \left( \frac{1}{\beta_{25}} + \frac{1}{\beta_{26}} \right). \quad (3)$$

Аналогічною є структура нижньої частини генератора  $\tilde{I}_0$ , тільки n-p-n і p-n-p транзистори в ньому розташовано у протилежному порядку. При цьому протифазний вихідний струм ДППС  $I''$  подається в коло колектора Q27. Подібно як у першому випадку існує рівність:

$$I_{\text{к33}} = I_{\text{к36}} = \frac{I''}{2} \left( \frac{1}{\beta_{27}} + \frac{1}{\beta_{28}} \right). \quad (4)$$

Враховуючи, що p-n-p транзистори є ідентичними, а це є справедливим і для n-p-n транзисторів, маємо:

$$I_{\text{к32}} = I_{\text{к35}} = \frac{I'}{2} \left( \frac{1}{\beta_{\text{p-n-p}}} + \frac{1}{\beta_{\text{n-p-n}}} \right); \quad (5)$$

$$I_{\text{к33}} = I_{\text{к36}} = \frac{I''}{2} \left( \frac{1}{\beta_{\text{p-n-p}}} + \frac{1}{\beta_{\text{n-p-n}}} \right). \quad (6)$$

Якщо вихідний струм  $\tilde{I}_0$  зсуву ДППС дорівнює нулю, то гіпотетично підсилювач збалансовано і  $I' = I''$ , тому  $\tilde{I}'_0 = \tilde{I}''_0 = I_{\text{к32}} - I_{\text{к33}} = I_{\text{к35}} - I_{\text{к36}}$ . У реальному випадку струм зсуву є ненульовим, а відповідно і  $I' \neq I''$ . Тому внаслідок дії від'ємного зворотного зв'язку струми  $I'$  і  $I''$  змінюються таким чином, що схема збалансується, коли  $I_{\text{к32}} - I_{\text{к35}} = \tilde{I}'_0 \approx \tilde{I}''_0$ . При цьому струм кола зворотного зв'язку наближається до струму зсуву нуля ДППС-давача  $I_{0\text{д}}$ . Точність цього наближення залежить від запасу підсилення  $\chi \cdot K_{i\text{д}}$ , що діє в колі зворотного зв'язку. Коефіцієнт передачі струму у цьому колі є низьким і дорівнює:

$$\chi = \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}. \quad (7)$$

Для інтегральних n-p-n транзисторів типове значення  $\beta_{n-p-n} \approx 100$ , а p-n-p —  $\beta_{p-n-p} \approx 60$ . Таким чином значення  $\chi$  перебуває в зоні  $0,02 < \chi < 0,03$ . Якщо взяти найгірший варіант  $\chi \approx 0,02$ , то для досягнення глибокого зворотного зв'язку треба, щоб коефіцієнт підсилення струму ДППС-давача був  $K_{i.d.} \gg \frac{1}{\chi} \approx 50$ . При цьому, якщо  $K_{i.d.} \approx 5000$ , то похибка формування  $\tilde{I}_0''$  буде на рівні 1%. Збільшення  $K_{i.d.}$  знизить цю похибку, проте може виникнути втрата стабільності системи на високих частотах.

Коефіцієнт передачі струму розглянутого підсилювача:

$$K_i \approx \left( \frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right)^2, \quad (8)$$

де  $\beta_1$  і  $\beta_2$  — малосигнальні коефіцієнти передачі струму. У випадку застосування інтегральних транзисторів фірми Intersil HFA3046/3096/3127/3128 [4] і робочому струмі  $I_p = 1$  мА  $\beta_1 = 95$ ,  $\beta_2 = 57$ , а  $K_i = 3750$ .

Це добре збігається зі значенням коефіцієнта підсилення, отриманого з АЧХ, показаної на рисунку 3 (графік 1).

Слід зазначити, що для мінімізації похибки узгодження компенсаційного струму  $\tilde{I}_0$  зі струмом зсуву нуля основного ДППС треба, щоб збігалися робочі струми і напруги цих підсилювачів принаймні на рівні двох перших підсилювальних каскадів, оскільки саме в них формується  $I_0$ . У зв'язку з цим треба зважати на падіння напруг на входах генератора  $\tilde{I}_0''$  і  $\tilde{I}_0'$ . Для схеми, наведеної на рис. 2а, ці величини визначаються, відповідно,  $\Delta U_{вх1} = U_{к25} - U_{к26} = 4U_{p-n}$  і  $\Delta U_{вх2} = U_{к27} - U_{к28} = 4U_{p-n}$ . З робочими струмами  $I_p = 1$  мА ці напруги приблизно однакові і дорівнюють 2,8...2,9 В. Якщо напруги живлення схем підсилювачів  $< \pm 10$ В, то це може помітно вплинути на розбіжність їх струмів зсуву нуля.

Дещо кращі результати мають місце у схемі, наведеної на рис. 2б. Тут  $\Delta U_{вх1} = \Delta U_{вх2} = 2U_{p-n} = 1,3...1,4$  В. Водночас кількість обладнання в генераторі  $\tilde{I}_0$  тут більше ніж у попередній схемі.

Якщо виходи проміжних каскадів ДППС розв'язані від вихідного каскаду або навантаження відбивачами струмів (Уілсона) з достатньо високими вихідними опорами, то можна застосувати схему, показану на рисунку 2в. Тут балансну точку генератора  $\tilde{I}_0$  підключено до шини земля, а струми  $\tilde{I}_0''$  і  $\tilde{I}_0'$  формуються на колекторних виходах транзисторів, відповідно Q40 і Q41, а також Q43 та Q44. Слід зазначити, що уведення цих транзисторів у мікрорежим базових струмів дозволяє істотно зменшити абсолютну похибку формування рівності  $\tilde{I}_0' = \tilde{I}_0''$ .

У цьому випадку як давач використовується ДППС із середнім вхідним опором, значення якого дорівнює:

$$r_{вх} = r_{вх p-n-p} \parallel r_{вх n-p-n} \approx 2r_e \cdot \beta_{p-n-p} \parallel 2r_e \cdot \beta_{n-p-n} = \frac{4r_e^2 \cdot \beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p}}{2r_e (\beta_{n-p-n} + \beta_{p-n-p})} = 2r_e \frac{\beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p}}{\beta_{n-p-n} + \beta_{p-n-p}}. \quad (9)$$

При  $I_p = 1$  мА,  $\beta_{n-p-n} \approx 95$  і  $\beta_{p-n-p} \approx 57$   $r_{вх} = 2,16$  кОм.

Вихідний опір генератора  $\tilde{I}_0'$

$$r_{вих.} = r_{к6}^* \parallel r_{к8} \approx 2,1 \text{ МОм}. \quad (10)$$

Це набагато більше, ніж вхідний опір ДППС і тому уведення зворотного зв'язку практично не впливає на робочу точку його вхідного каскаду. Малосигнальний коефіцієнт підсилення такого ДППС дорівнює

$$K_i = \beta_{\text{ср.}}^3 = 2 \left( \frac{\beta_{\text{п-п-п}} \cdot \beta_{\text{п-п-п}}}{\beta_{\text{п-п-п}} + \beta_{\text{п-п-п}}} \right)^3 \approx 1,79 \cdot 10^6 \quad (11)$$

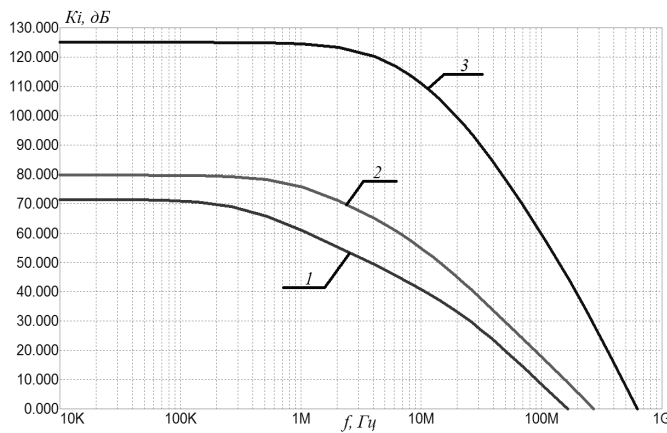


Рис. 3. АЧХ запропонованих схем ДППС

і є достатньо великим.

Амплітудно-частотні характеристики розглянутих ДППС наведено на рисунку 3. Криві 1, 2, 3 тут відносяться відповідно до першого, другого і третього підсилювачів. При цьому слід зазначити, що підключення до входу підсилювачів генератора компенсаційних струмів практично не впливає на динамічні характеристики пристроїв.

Результати застосування запропонованого методу коригування струму зсуву нуля ДППС і його температурного дрейфу, отримані шляхом комп'ютерного схемотехнічного аналізу в середовищі Мігосар 9, наведено в таблиці.

Результати моделювання схем ДППС

Схеми ДППС	$I_0$ , мкА	$\tilde{I}_0$ , мкА	$\Delta I_0$ , мкА	$\eta$	$\Delta I_0(t^\circ)$ , нА	$\tilde{\Delta I}_0(t^\circ)$ , пА	$\Theta$
1	2,3525	2,356	-0,0035	672	12	15	800
2	3,5386	3,49	0,0486	72	19	9	2110
3	6,5812	6,58	0,0012	5480	15	18	1055

Тут  $I_0$  — струм зсуву нуля ДППС без коригування;  $\tilde{I}_0$  — струм зсуву нуля ДППС з коригуванням;  $\Delta I_0 = I_0 - \tilde{I}_0$  — залишковий вхідний струм зсуву нуля;  $\eta = \frac{I_0}{\Delta I_0}$  — коефіцієнт зменшення струму зсуву нуля (ефективність коригування);  $\Delta I_0(t^\circ)$  — температурний дрейф ДППС без коригування;  $\tilde{\Delta I}_0(t^\circ)$  — температурний дрейф із застосуванням коригування;  $\Theta = \frac{\Delta I_0(t^\circ)}{\tilde{\Delta I}_0(t^\circ)}$  — коефіцієнт зменшення температурного дрейфу струму зсуву нуля.

Слід зазначити, що ефективність коригування у значній мірі залежить від збіжності статичних характеристик транзисторів основного ДППС і ДППС-давача. Швидше за все реальна ефективність коригування, враховуючи імовірнісний характер розбіжностей параметрів транзисторів схем підсилювачів, буде нижче даних, наведених у таблиці. Це стосується і ефективності  $\Theta$  коригування температурного дрейфу вхідного струму ДППС, що сягає рівня 100—200 разів.

## Висновки

1. Проаналізовано запропонований авторами метод неперервного коригування струму зсуву нуля та температурного дрейфу двотактних підсилювачів постійного струму. Зазначено, що його доцільно використовувати за умови інтегрального виконання транзисторів схеми та ідентичності їх статичних характеристик.

2. Оцінено ефективність запропонованого методу, причому критерієм ефективності є відношення показників струму зсуву нуля та його температурного дрейфу з використанням і без використання коригування. Показано, що цей метод дозволяє істотно (у 10—20 разів) зменшити адитивну похибку підсилювача.

3. Розглянуто рекомендації щодо практичної реалізації генераторів компенсаційного струму, а також їх підключення до схем підсилювачів-давачів струму зсуву нуля. Запропоновано схеми з різними коефіцієнтами підсилення струму, а також ті, що вимагають меншої напруги живлення та споживаної потужності.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Аналоговые интегральные схемы. Элементы, схемы, системы и применения / под. Ред. Дж. Конелли ; пер. с англ. под ред. М. В. Гольперина. — М. : Мир, 1977. — С. 110—112; с. 277—281.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Whiley Classic Library / Alan B. — New Jercy, 2003. — P. 65—68, p. 345.
3. Азаров О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : моногр. / О. Д. Азаров, С. В. Богомолів. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013. — С. 106—109.
4. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. — 5 p.
5. Пат. на корисну модель 69740 Україна, МПК (2012) Н 03 К 5/24, G 05 В 1/00. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Яцик В.С., Теплицький М. Ю., Павлов С. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. — № u201112871; заявл. 02.11.2011; опубл. 10.05.2012, Бюл. № 9.
6. Пат. на корисну модель 89364 Україна, МПК (2014) Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Теплицький М. Ю., Стейскал В. Я., Діденко М. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. — № u201301361; заявл. 05.02.2013; опубл. 25.04.2014, Бюл. № 8.
7. Пат. на корисну модель 91385 Україна, МПК (2014) Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Теплицький М. Ю., Богомолів С. В., Павлович С. І.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. — № u201303343; заявл. 19.03.2013; опубл. 10.07.2014, Бюл. № 13.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 19.01.2015

*Азаров Олексій Дмитрович* — д-р. техн. наук, професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки;  
*Теплицький Михайло Юхимович* — асистент кафедри обчислювальної техніки, e-mail: michaeltepl@gmail.com

**O. D. Azarov<sup>1</sup>**  
**M. Yu. Teptytskyi<sup>1</sup>**

## Method of continuous adjustment of offset current of push-pull amplifier of direct-current

<sup>1</sup>Vinnitsia National Technical University

*The method of continuous adjustment of the offset current of duo-directional amplifier of direct-current is analyzed. The efficiency of the proposed method to reduce the current offset and its temperature drift, as well as recommendations for the implementation of the compensation current generators are considered in the paper.*

Keywords: duo-directional amplifier of direct-current, temperature drift, compensation current generator

*Azarov Oleksii D.* — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Computer Engineering;  
*Teptytskyi Mykhailo Yu.* — Assistant of the Chair of Computer Engineering, e-mail: michaeltepl@gmail.com

**А. Д. Азаров<sup>1</sup>**  
**М. Е. Теплицкий<sup>1</sup>**

## Метод непрерывного корректирования тока смещения нуля двухтактных усилителей постоянного тока

<sup>1</sup>Винницкий национальный технический университет

*Проанализирован метод непрерывного корректирования тока смещения нуля двухтактных усилителей постоянного тока. Оценена эффективность предложенного метода для уменьшения тока смещения нуля и его температурного дрейфа, а также даны рекомендации по реализации генераторов компенсационного тока.*

**Ключевые слова:** двухтактный усилитель постоянного тока, ток смещения нуля, температурный дрейф, генератор компенсационного тока.

*Азаров Алексей Дмитриевич* — д-р. техн. наук, профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники;  
*Теплицкий Михаил Ефимович* — ассистент кафедры вычислительной техники, e-mail: michaeltepl@gmail.com