

О. Д. Азаров¹
Р. М. Медяний¹
А. П. Ткачук¹

МЕТОД ЗМЕНШЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ДРЕЙФУ СТРУМУ ЗСУВУ НУЛЯ У ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ СТРУМУ

¹Вінницький національний технічний університет

Запропоновано метод зменшення температурного дрейфу струму зсуву нуля у двотактних підсилювачах струму, що базується на введенні структурної надлишковості в електронні пристрої, зокрема, в перетворювачі струм–напруга, побудовані на двотактних підсилювачах струму. Проаналізовано побудову двотактних симетричних підсилювачів струму, що застосовуються для побудови перетворювачів аналогових сигналів на базі методу зменшення температурного дрейфу та вхідного струму. Розглянуто запропоновані схеми двотактних симетричних підсилювачів струму, зменшено вплив вхідного струму. Отримано аналітичні вирази, що визначають складові вихідних струмів вхідного двотактного каскаду. Наведено і проаналізовано функціонування схеми блоків балансування і підсилення струмів двотактних симетричних підсилювачів струму, що використовуються у проміжних та підсилювальних каскадах двотактних симетричних підсилювачів струму. Виведено аналітичні співвідношення для розрахунків малосигнальних коефіцієнтів підсилення струму та коефіцієнта передачі в режимі балансу. Крім цього, отримано вирази для коефіцієнтів підсилення, наведено також залежності, що демонструють змінення загального коефіцієнта передачі в межах діапазону вихідного сигналу. Проаналізовано похибки лінійності, що виникають внаслідок цих змін. Здійснено схемотехнічне моделювання наведеного перетворювача струм–струм, струм–напруга, побудованого із застосуванням інтегральних транзисторів. Надано рекомендації щодо побудови на базі цих двотактних симетричних підсилювачів струму перетворювачів струм–струм та напруга–струм, що дає можливість використовувати їх в багатоканальних аналого-цифрових перетворювачах. Здійснено порівняльний аналіз деяких варіантів реалізації вказаного методу для випадку застосування ДППС без підсилення, і з підсиленням струму у вхідному каскаді.

Ключові слова: температурний дрейф, струм, напруга, двотактний симетричний підсилювач струму.

Вступ

Двотактні підсилювачі постійного струму (ДППС) [1], [2] мають певні переваги порівняно з традиційними одноктактними схемами на базі диференційного каскаду, а саме більшу швидкодію, особливо, коли генератор вхідного сигналу має на виході збільшену ємність (струмовий ЦАП). При цьому перевагу в реалізації ДППС слід віддати біполярним транзисторам, а не польовим, оскільки за однакових струмів робочих точок, вхідний опір таких підсилювачів буде нижчим. Відповідно і вплив паразитних ємностей струмових ЦАП на швидкодію перетворювачів струм–напруга буде меншим.

Це є істотним у системах прямого цифрового синтезу [3]. Водночас ДППС так само як і одноктактним схемам, властиві деякі недоліки, такі як наявність зсуву нуля за напругою і струмом, а також їх температурний дрейф.

Актуальність

У теперішній час існують певні методи коригування зсуву нуля за напругою і струмом. Водночас більший успіх мають відомі підходи, спрямовані на зменшення похибки нуля за напругою [4], [5], [6]. При цьому слід зазначити, що ДППС, побудовані на біполярних транзисторах, мають велими істотний вхідний струм: одиниці і навіть десятки мікроампер, тому його компенсація є досить важливою. Окремо слід відмітити потребу зменшення температурного дрейфу цього струму в

неперервному режимі. Існуючі методи усунення цього недоліку є недостатньо ефективним. Це зумовлено тим, що характер змінення струму $I_{ок}$, що генерує блок компенсаційного струму, дещо відрізняється від функції змінення вхідного струму I_0 ДППС. Вказана обставина не дозволяє істотно зменшити дрейф зсуву нуля в діапазоні робочих температур. Автори пропонують метод зменшення температурної залежності адитивної похибки, що базується на введенні структурної надлишковості в електронні пристрої, що містять ДППС, зокрема, перетворювачі струм–струм, напруга–струм та інші. При цьому слід зазначити, що оскільки подібний метод практично не розкрито в науково-технічній літературі, то тема статті щодо розгляду запропонованого підходу компенсації температурного дрейфу вхідного струму двотактних підсилювачів постійного струму є актуальною.

Мета досліджень — зменшення адитивної похибки електронних пристроїв, зумовленої наявністю ненульового вхідного струму ДППС, на яких побудовано ці пристрої, і його температурним дрейфом шляхом застосування структурної надлишковості.

Задачі дослідження:

1. Розглянути запропонований метод введення структурної надлишковості в електронні пристрої, зокрема, в перетворювачі струм–напруга, побудовані на ДППС, що дозволяють істотно зменшити вплив температурного дрейфу його вхідного струму;
2. Шляхом комп'ютерного моделювання оцінити ефективність запропонованого метода компенсації температурного дрейфу вхідного струму ДППС;
3. Здійснити порівняльний аналіз деяких варіантів реалізації вказаного методу для випадку застосування ДППС без підсилення і з підсиленням струму у вхідному каскаді.

Результати дослідження

Серед існуючих типів двотактних підсилювачів постійного струму треба окремо виділити так звані балансні ДППС, які завдяки оригінальній, структурній організації мають найбільше підсилення на каскад і менший фазовий зсув у діапазоні частот [7], [8]. Залежно від вимог до вхідного опору $r_{вх}$ [9] можна навести принаймні 2 варіанти побудови підсилювача. Так у випадку низького опору, коли $r_{вх}$ має рівень r_e (малосигнальний опір емітерного переходу) доцільно застосовувати схему, показану на рис. 1.

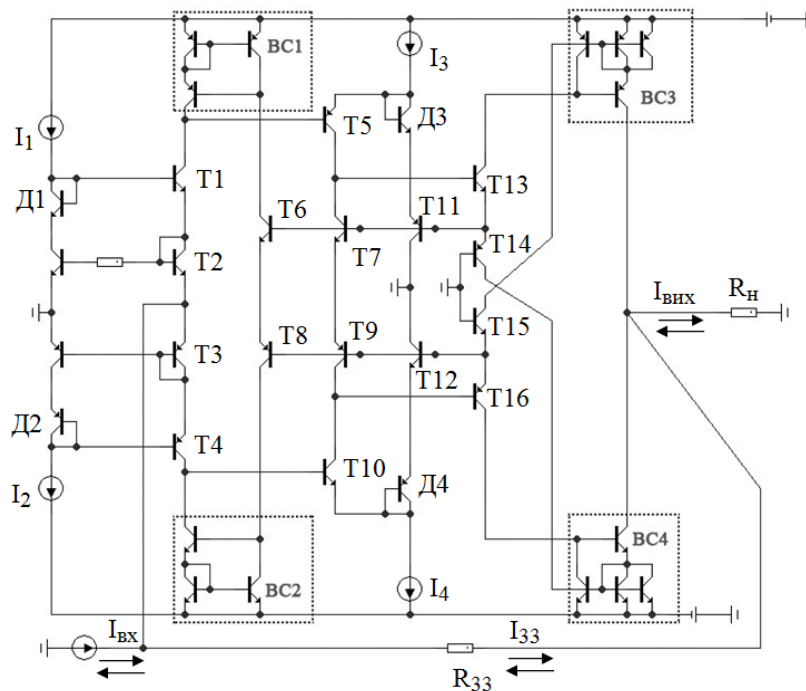


Рис. 1. Двотактний балансний ДППС із низьким $r_{вх}$

Вона містить двотактний вхідний каскад, побудований, зокрема, на транзисторах Т1—Т4, діодах Д1, Д2 і генераторах робочого струму I_1 , I_2 . Відмінною його особливістю є відносно низький

опір і коефіцієнт передачі струму, значення якого є близьким до 1,0. «Родзинкою» пристрою є середній підсилювальний балансний двотактний каскад, зібраний на транзисторах Т5—Т10, діодах Д3, Д4 і генераторах робочого струму I_3 , I_4 . Для стикування вказаних каскадів між собою слугують відбивачі струму ВС1 і ВС2, включені в контур внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку.

Вихідний каскад побудовано на відбивачах струму ВС3, ВС4 з двома входами (прямим й інверсним) і малосигнальними коефіцієнтами передачі $K_i = 2,0$. Загальний коефіцієнт підсилення схеми дорівнює [4]

$$K_i = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \left(\frac{2\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \right)^2, \quad (1)$$

де β' — малосигнальний коефіцієнт передачі n-p-n транзисторів, а β'' — р-n-p транзисторів. Слід зазначити, що у випадку потреби збільшення K_i або покращення навантажувальної здатності на вихід схеми доцільно підключити додатковий традиційний вихідний каскад на n-p-n і р-n-p транзисторах, як це показано, наприклад, на схемі ППС, показаної на рис. 3.2 [10]. При цьому слід мати на увазі, що уведення додаткового каскаду додає фазовий зсув, а також погіршує стійкість роботи на високих частотах.

Другим варіантом побудови ДППС є застосування на вході транзисторних каскадів, що мають підсилення по струму на рівні

$$K_{i,\text{вх}} = \frac{2\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}. \quad (2)$$

Слід зазначити, що при цьому в $K_{i,\text{вх}}$ разів збільшується вхідний опір $r_{\text{вх}}$ і підсилюється негативний вплив паразитної ємності генератора вхідного сигналу. Схему такого балансного ДППС показано на рис. 2.

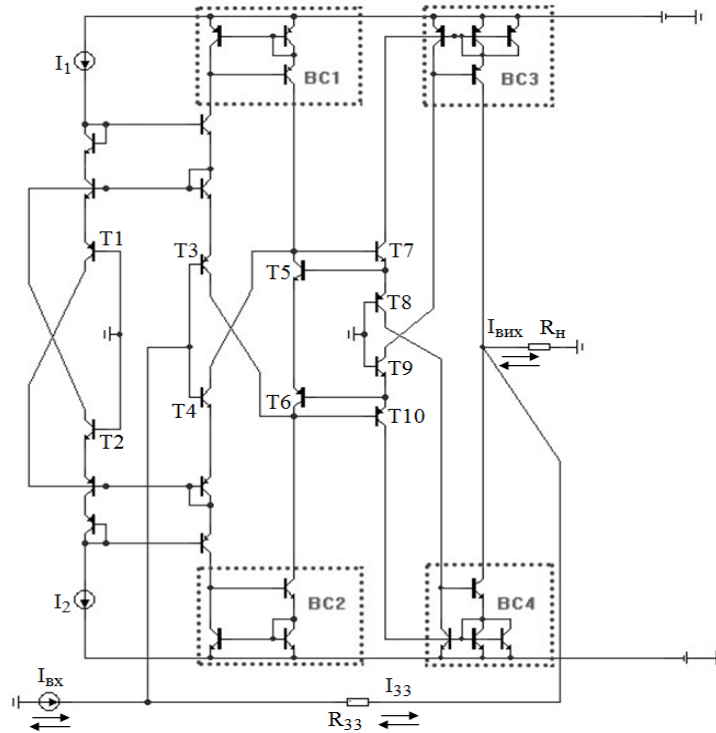


Рис. 2. Двотактні балансні ДППС із середнім $r_{\text{вх}}$

Вона містить вхідний двотактний каскад, зібраний, зокрема, на транзисторах Т1—Т4, які підключено до буферів струмів. Робочі точки вхідного каскаду задають генератори П1 і П2. Другим є балансний підсилювальний каскад, який складається з транзисторів Т5—Т10. Для стикування першого і другого каскадів застосовується відбивачі струмів ВС1 і ВС2. Вхідний каскад схеми побудовано на двох відбивачах струмів з двома входами ВС3, ВС4, аналогічно тому, як це зроблено в схемі ДППС, показаній на рис. 1.

Динамічні характеристики цих підсилювачів можна оцінити за допомогою АЧХ і ФЧХ, графіки яких показані на рис. 3, де коефіцієнт передачі для першого графіка 82,681 децибел, для другого — 87,833 децибел, смуга пропускання для першого 0,6 герц, для другого — 1,2 герц.

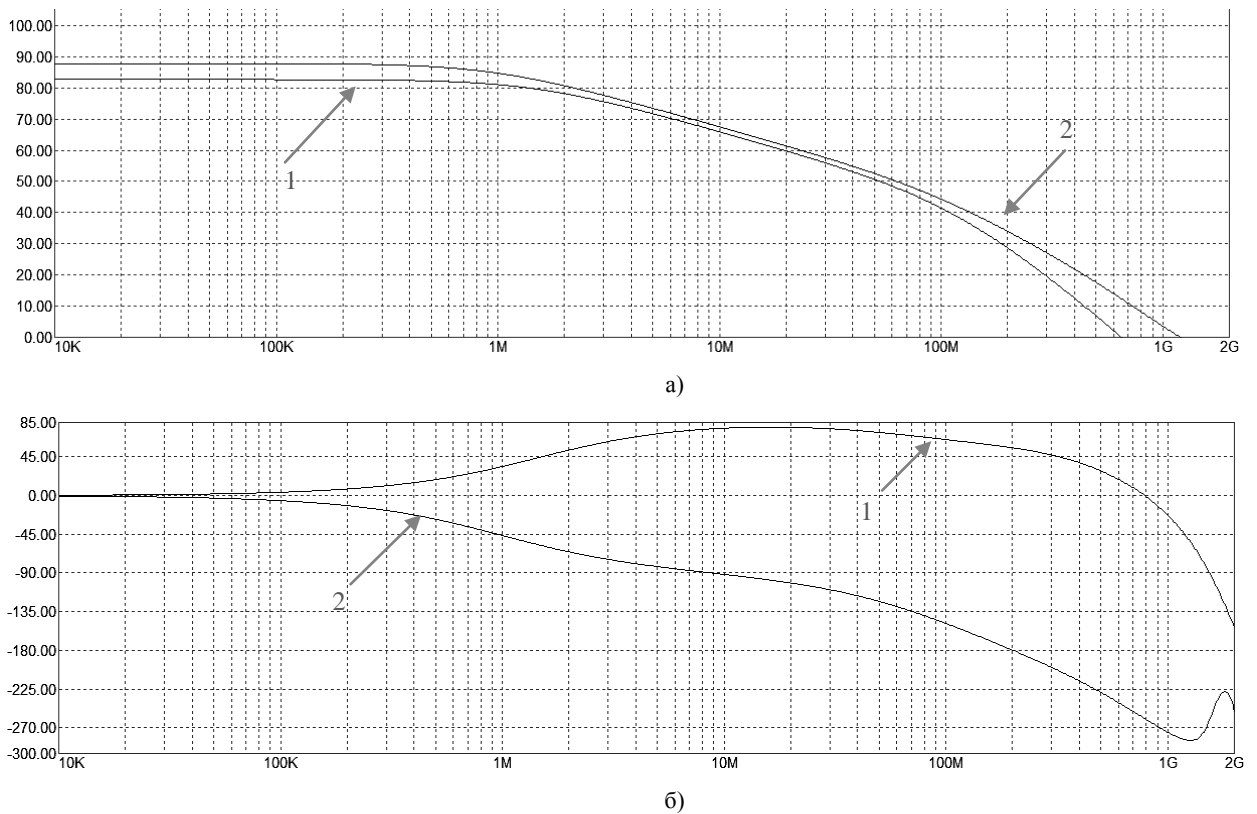


Рис. 3. Динамічні характеристики двотактних балансних ДППС з низьким і середнім $r_{вх}$:
а — АЧХ підсилювачів; б — ФЧХ підсилювачів

Слід зазначити, що причиною зсуву струму нуля й його температурного дрейфу є неідентичність коефіцієнтів передачі струмів β у n-p-n і p-n-p транзисторах та їх зміння в робочому діапазоні температур. У спеціалізованій літературі з аналогових інтегральних схем, зокрема [11], [12], наведено такі дані для β біполярних транзисторів:

розкид відношень значень величин — $\pm 5\%$;

температурний коефіцієнт — $(\pm 5 \dots 7) \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$;

Відносна різниця значень температурних коефіцієнтів для одноступових інтегральних транзисторів $\pm 5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$

Комп'ютерне моделювання статичних характеристик для інтегральних n-p-n і p-n-p транзисторів типу .MODEL NUHFARRY NPN і .MODEL PUHFARRY PNP за заданих колекторних струмів 1mA в температурному діапазоні $\pm 50^\circ\text{C}$ дало такі зміни базових струмів: $\Delta I_{б\ n-p-n} = 351,659\ \text{nA}$, $\Delta I_{б\ p-n-p} = 524,016\ \text{nA}$, або 3,51 nA і 5,24 nA на градус Цельсія. При цьому слід зазначити, що саме базові струми визначають температурний дрейф підсилювачів в цілому.

Автори пропонують метод зменшення температурного дрейфу зсуву нуля $I_0(t^\circ)$ ДППС, який базується на застосуванні спеціального генератора компенсаційного струму $I'_0(t^\circ)$, що є «точною» копією $I_0(t^\circ)$ і протилежного напрямку. На практиці різниця між цими струмами і буде визначатися ефективність компенсації. Для реалізації вказаного метода треба дотримання таких умов:

– для побудови генератора $I'_0(t^\circ)$ застосувати ДППС з глибоким від'ємним зворотним зв'язком, який реалізований на одному кристалі з робочим за аналогічною схемотехнікою і подібними температурними характеристиками;

– джерелом — давачем $I'_0(t^\circ)$ слугуватиме струм, який протікає в контурі зворотного зв'язку ДППС генератора;

– вихідною ланкою цього генератора слугуватиме спеціальний формувач, транзистори якого

працюють у режимі малих струмів, оскільки саме це дасть змогу зменшити абсолютну різницю між значеннями $I_0(t^\circ)$, $I'_0(t^\circ)$.

Схему генератора $I'_0(t^\circ)$, що відповідають вказаним вимогам, показано на рис. 4а.

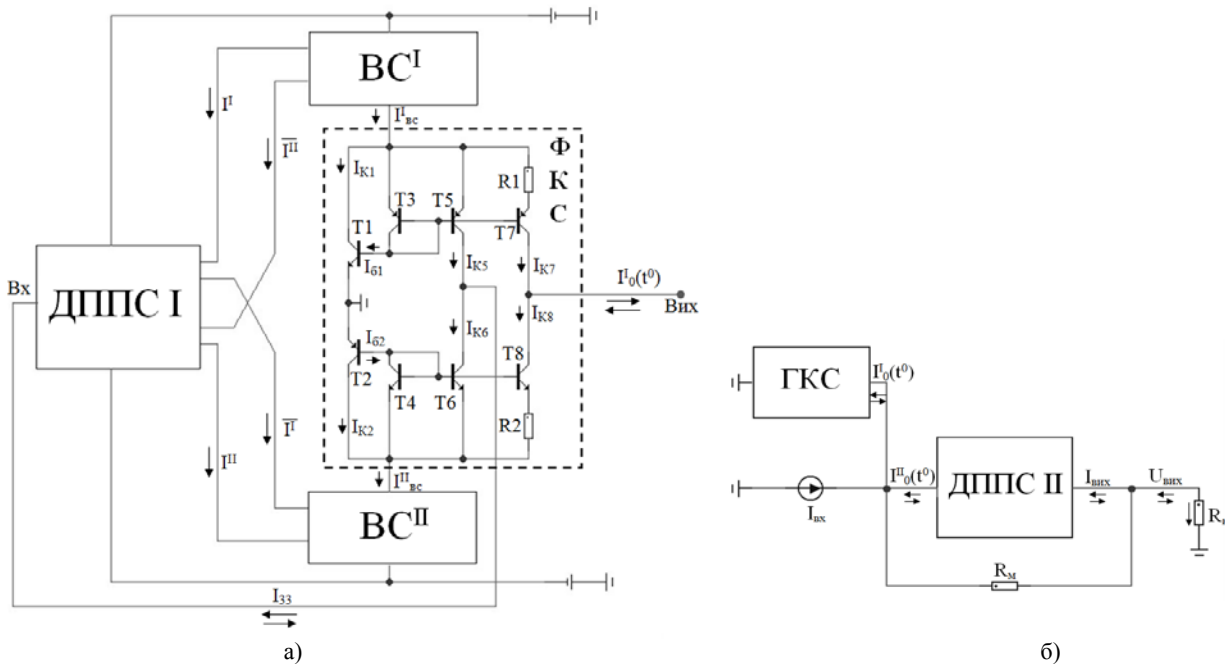


Рис. 4. Генератор $I'_0(t^\circ)$: а — функціональна схема; б — схема підключення ГКС до основного ДППС

Вона містить ДППС I (першого або другого типу), вихідний формувач компенсаційного струму ФКС, побудований на транзисторах Т1—Т8, а також відбивачі струму ВС I і ВС II, які стикують виходи підсилувача з ФКС. Суть методу можна пояснити принципом функціонування схеми і він є таким. Вихідні струми відбивачів $I'_{вс}$ і $I''_{вс}$ подаються на входи ФКС і формують колекторні струми I_{K1} і I_{K2} .

На базах транзисторів Т1 і Т2 генеруються базові струми, відповідно $I_{\delta 1} = \frac{I_{K1}}{\beta_1}$ і $I_{\delta 2} = \frac{I_{K2}}{\beta_2}$.

За допомогою відбивачів струмів, побудованих на транзисторах Т3, Т5, Т7, а також Т4, Т6, Т8, формуються колекторні струми $I_{K1} = I_{K7} \approx I_{\delta 1}$ і $I_{K6} = I_{K8} \approx I_{\delta 2}$.

Різниця струмів $I_{K5} - I_{K6}$ протікає по колу зворотного зв'язку, далі у вигляді I_{33} подається на вихід ДППС I і утворює режим балансу всього генератора. Внаслідок дії глибокого зворотного зв'язку, а також оскільки у схемі відсутні інші генератори вхідних струмів, то $I_{33} = I_{K5} - I_{K6} = I_0$, де I_0 — струм зсуву нуля ДППС I. При цьому слід додати, що різниця $I_{K7} - I_{K8}$ формує вихідний струм $I'_0(t^\circ)$, який є близьким до I_0 .

Для компенсації струму зсуву нуля і його температурного дрейфу основного підсилувача ДППС II треба до його входу підключити вхід генератора $I'_0(t^\circ)$. На рис. 4а показано схему структурної організації такої системи. Тут ДППС II використовується, зокрема, для побудови перетворювача струм-напруга, причому значення його вхідної напруги $U_{вх} = I_{вх} \cdot R_M$, де R_M — масштабний резистор. Слід зазначити, що якщо струм зсуву нуля $I''_0(t^\circ)$ ДППС II не скомпенсувати, то на виході схеми виникає напруга зсуву нуля $\pm U_{вх}(t^\circ) = I''_0(t^\circ) \cdot R_M$, причому значення її залежить як від дрейфу $I''_0(t^\circ)$, так і від значення R_M .

Температурний дрейф струму зсуву нуля $\Delta I_0(t^\circ)$ у ДППС з низьким $r_{вх}$ визначається властивостями переважно першого і другого каскадів. Тому його оцінювання у схемі всього підсилувача доцільно здійснювати в загальному контурі від'ємного зворотного зв'язку, який утворюється постановкою резистора R_{33} між входом і виходом. При цьому, якщо задати $I_{вх} = 0$, то зміна I_{33} у діапазоні температур по суті і буде характеризувати дрейф $\Delta I_0(t^\circ)$. Слід також зазначити, що для

визначення складової від впливу дрейфу напруги зсуву нуля $\Delta U_0(t^\circ)$ доцільно значення опору R_{33} обмежити умовою $R_{33} \leq R_H$.

У схемі ДППС з середнім $r_{\text{вх}}$ значення $\Delta I_0(t^\circ)$ визначається переважно властивостями вхідного двотактного каскаду, проте для оцінювання температурних характеристик всієї схеми також доцільно аналізувати струм I_{33} , що протікає через R_{33} .

Дослідження температурного дрейфу доцільно здійснювати шляхом комп'ютерного моделювання, наприклад, за допомогою інтегрованого пакету схмотехнічного аналізу MicroCAP 11. Для зручності проведення експерименту обидві схеми попередньо треба збалансувати, задавши $I_{\text{вх}}$ так, щоб виконувалася рівність $I_{33} \approx 0$ за температури 0°C , а саме дослідити $\Delta I_{33} = f(t^\circ)$ у заданому діапазоні Δt° .

За умови дії глибокого зворотного зв'язку маємо $\Delta I_{33}(t^\circ) = \Delta I_0(t^\circ)$.

Струм зсуву нуля I_0 залежить від рівня робочого струму I_p . З $I_p = 1\text{ мА}$ схема з низьким $r_{\text{вх}}$, (див. рис. 1), має значення $I_0 = 8,5\text{ мкА}$, дрейф в діапазоні $-50^\circ\text{C} < t^\circ < +50^\circ\text{C}$, а $\Delta I_0(t^\circ) = 1,8716\text{ мкА}$. Для схеми з середнім $r_{\text{вх}}$ $I_0 = 10\text{ мкА}$, дрейф $\Delta I_0(t^\circ) = -172\text{ нА}$.

Слід зазначити, що для перетворювачів струм–струм або напруга–струм це можуть бути досить великі рівні. Так, наприклад, коли $R_M = 10\text{ К}$, вхідна напруга зсуву нуля буде дорівнювати у першому випадку $U_0 = -455\text{ нВ}$, а $\Delta U_0(t^\circ) = 18\text{ мВ}$ для першої схеми, а для другої $U_0 = -132\text{ мкВ}$, $\Delta U_0(t^\circ) = -1\text{ мВ}$, відповідно.

Застосування генератора $I'_0(t^\circ)$ дозволяє істотно знизити ці показники. Графіки функціональних залежностей $I_0 = f(t^\circ)$ показані на рис. 5.

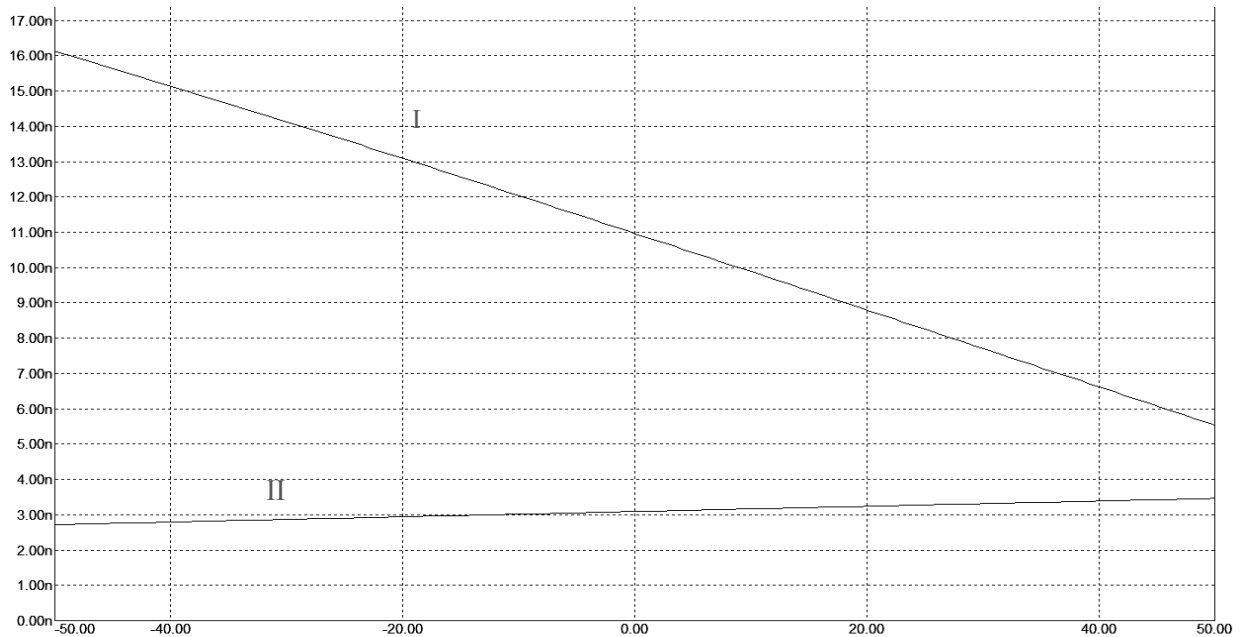


Рис. 5. Графіки функціональних залежностей

На рис. 5 крива I характеризує дрейф $\Delta I_{33}(t^\circ)$ для першої схеми, а крива II — для другої. При цьому у першому випадку $I_0 = 8\text{ мкА}$, $\Delta I_{33}(t^\circ) = -10\text{ нА}$, а для другого випадку $I_0 = 10\text{ мкА}$, $\Delta I_{33}(t^\circ) = 742\text{ пА}$. Таким чином, отримані результати свідчать що запропонований метод дозволяє істотно (не менш ніж на 1—2 порядки) знизити як абсолютне значення зсуву нуля ДППС, так і його температурний дрейф.

Висновки

1. Доведено, що запропонований метод зменшення температурного дрейфу струму зсуву нуля ДППС є досить ефективним і дозволяє застосувати цей підхід для перетворювачів струм–струм і

напруга–струм, що працюють у широкому температурному діапазоні.

2. Шляхом комп'ютерного моделювання показано, що для ДППС абсолютні значення як I_0 , так і $\Delta I_0(t^\circ)$ можуть бути зменшені запропонованим шляхом на 1—2 порядки в діапазоні $\pm 50^\circ\text{C}$.

3. Здійснений порівняльний аналіз характеристик двох схем ДППС свідчить, що у вхідному каскаді з підсиленням струму отримуємо кращі результати, ніж без підсилення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] О. Д. Азаров, та С. В. Богомолов, *Основи теорії високочастотних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем*. Вінниця, Україна: Вінниця-УНІВЕРСУМ, 2013, 142 с.
- [2] О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, та Н. О. Біліченко, *Швидкодіючі двотактні підсилювачі постійного струму з балансним зворотним зв'язком*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2016, 136 с.
- [3] Л. И. Ридико, «Прямой цифровой синтез частоты,» *Компоненты и технологии*, № 1, с. 1-5, 2001.
- [4] О. Д. Азаров, та М. Ю. Теплицький «Метод непрерывного коригування струму зсуву нуля двотактних підсилювачів постійного струму,» *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 1, с. 129-135, 2015.
- [5] В. Г. Манжула, Н. Н. Прокопенко, и А. И. Серебряков «Компенсация напряжения смещения нуля операционных усилителей с несимметричным включением активной нагрузки,» *Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Информатика, телекоммуникации, управление*, № 3, с. 196-200, 2010.
- [6] Г. И. Волович, *Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств*. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2015, 528 с.
- [7] О. Д. Азаров, С. Ш. Кацев, В. А. Гарнага, та С. В. Богомолов, «Моделі АЧХ і ФЧХ інтегральних біполярних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму,» *Проблеми інформатизації та управління*, Київ, № 4 (28), с. 5-15, 2009.
- [8] О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, та В. Є. Яцик, «Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму,» *Проблеми інформатизації та управління*, Київ, № 1 (37), с. 5-12, 2012.
- [9] А. Д. Азаров, и В. А. Гарнага, «Систематизация балансных двухтактных усилителей постоянного тока по критерию входного сопротивления,» *Проблемы управления и информатики*, Киев, № 5, с. 115-122, 2016.
- [10] В. Л. Шило, *Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре*. Москва: Советское радио, 1979, с. 78.
- [11] Alan V. Grebene, *Bipolar and MOS analog integrated circuit design*. New Jersey: John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts, 2002, 912 p
- [12] А. Б. Гребен, *Проектирование аналоговых интегральных схем*. Москва: Энергия, 1976, 256 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 2.07.2018

Азаров Олексій Дмитрович — д-р. тех. наук, професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії;

Медяний Роман Михайлович — аспірант кафедри обчислювальної техніки, e-mail: fun333@ukr.net ;

Ткачук Анастасія Павлівна — студентка факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

O. D. Azarov¹
R. M. Medyani¹
A. P. Tkachuk¹

Method of Decommission of Temperature Drift in the Current of Nular Status in Two-Temperature Current Backlitters

¹Vinnitsia National Technical University

The method of reducing the temperature drift of zero displacement current in two-stroke current amplifiers is proposed, which is based on the introduction of structural redundancy in electronic devices, in particular, in current-voltage converters, built on two-stroke current amplifiers. The construction of two-stroke symmetrical current amplifiers used for constructing analog signal converters based on the method of reducing temperature drift and input current is analyzed. The proposed schemes of two-stroke symmetric current amplifiers are considered. The influence of the input current is reduced. The analytical expressions determining the components of the output currents of the input two-stroke cascade are obtained. The functioning of the scheme of blocks of balancing and amplification of currents of two-stroke symmetrical current amplifiers, which are used in intermediate and amplifying cascades of two-stroke symmetrical current amplifiers, is presented and analyzed. The analytical relations for calculation of low-signal amplification coefficients and transmission coefficients in the balance mode are derived. In addition, the expressions for the gain coefficients were obtained, and also the dependencies showing the change in the overall transmission coefficient within the range of the output signal are also given. The linear

errors that arise as a result of these changes are analyzed. A schematic design of the induced converter current-current, current-voltage built with the use of integrated transistors is carried out. The recommendations for building on the basis of these two-stroke symmetrical current amplifiers of converters are current-current and voltage-current, which makes it possible to use them in multichannel analog-digital converters. A comparative analysis of some variants of the implementation of the given method for the case of the use of the PPSS without amplification and with the amplification of the current in the input cascade is carried out.

Keywords: temperature drift, current, voltage, two-stroke symmetric current amplifier.

Azarov Oleksii D. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Dean of the Department of Information Technology and Computer Engineering;

Medianyi Roman M. — Post-Graduate Student of the Chair of Computer Science, e-mail: fun333@ukr.net ;

Tkachuk Anastasiia P. — Student of the Department of Information Technology and Computer Engineering

А. Д. Азаров¹
Р. М. Медяний¹
А. П. Ткачук¹

Метод снижения температурного дрейфа тока смещения нуля в двухтактных усилителях тока

¹Винницкий национальный технический университет

Предложен метод уменьшения температурного дрейфа тока смещения нуля в двухтактных усилителях тока, основанный на введении структурной избыточности в электронные устройства, в частности, в преобразователи ток–напряжение, построенные на двухтактных усилителях тока. Проанализировано построение двухтактных симметричных усилителей тока, применяемых для построения преобразователей аналоговых сигналов на базе метода уменьшения температурного дрейфа и входного тока. Рассмотрены предложенные схемы двухтактных симметричных усилителей тока, уменьшено влияние входного тока. Получены аналитические выражения, определяющие составляющие выходных токов входного двухтактного каскада. Приведено и проанализировано функционирование схемы блоков балансировки и усиления токов двухтактных симметричных усилителей тока, используемых в промежуточных и усилительных каскадах двухтактных симметричных усилителей тока. Выведены аналитические соотношения для расчетов малосигнальных коэффициентов усиления тока и коэффициента передачи в режиме баланса. Кроме этого, получены выражения для коэффициентов усиления, приведены также зависимости, демонстрирующие изменение общего коэффициента передачи в пределах диапазона выходного сигнала. Проанализированы погрешности линейности, возникающие в результате этих изменений. Осуществлено схемотехническое моделирование приведенного преобразователя ток–ток, ток–напряжение, построенного с применением интегральных транзисторов. Даны рекомендации по построению на базе этих двухтактных симметричных усилителей тока преобразователей ток–ток и напряжение–ток, что позволяет использовать их в многоканальных аналого-цифровых преобразователях. Осуществлен сравнительный анализ некоторых вариантов реализации указанного метода для случая применения ДППС без усиления, и с усилением тока во входном каскаде.

Ключевые слова: температурный дрейф, ток, напряжение, двухтактный симметричный усилитель тока.

Азаров Алексей Дмитриевич — д-р. тех. наук., профессор, декан факультета информационных технологий и компьютерной инженерии;

Медяний Роман Михайлович — аспирант кафедры вычислительной техники, e-mail: fun333@ukr.net ;

Ткачук Анастасия Павловна — студент факультета информационных технологий и компьютерной инженерии