

СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ДВОТАКТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ СТРУМУ ДЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

¹Вінницький національний технічний університет

Проаналізовано побудову спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму з підвищеною лінійністю передатної характеристики, що застосовуються для побудови перетворювачів аналогових сигналів на базі методу балансування каскадних струмів. Розглянуто запропоновані схеми спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму із двонаправленими парафазними виходами. Проаналізовано специфіку методу балансування струмів на базі двонаправленого відбивача струмів, а також двонаправленого фазорозщиплювача вхідного струму. Отримано аналітичні вирази, що визначають складові вихідних струмів вхідного двотактного каскаду. Наведено також і проаналізовано схеми блоків балансування і підсилення струмів із двома і чотирма виходами, що використовуються у проміжних каскадах двотактних підсилювачів постійного струму. Виведено аналітичні співвідношення для розрахунків малосигнальних коефіцієнтів підсилення струму, як для окремих складових фазорозщиплених струмів так і наскрізного коефіцієнта передачі в режимі балансу. Крім цього, отримано вираз для наскрізного малосигнального коефіцієнта підсилення, наведено також залежності, що демонструють змінення загального коефіцієнта передачі в межах діапазону вихідного сигналу. Проаналізовано похибки лінійності, що виникають внаслідок цих змін. Розглянуто практичну схему високолінійного перетворювача струм–струм, що побудована на базі двотактного вхідного фазорозщиплювача вхідного струму і блока балансування підсиленних струмів із двома парами дво-направлених виходів. Здійснено схемотехнічне моделювання наведеного перетворювача струм–струм, побудованого із застосуванням інтегральних транзисторів. Надано рекомендації щодо побудови на базі цих двотактних підсилювачів постійного струму перетворювачів струм–струм та напруга–струм з низькими похибками лінійності, що дає можливість використовувати їх в багатоканальних аналого-цифрових перетворювачах.

Ключові слова: двотактні підсилювачі постійного струму, лінійність, балансування струмів.

Вступ

У багатьох електронних системах збору, вимірювання реєстрації й опрацювання аналогових сигналів невід'ємною складовою частиною є первинні перетворювачі. Вони слугують для перетворення електричних і неелектричних величин, що формуються на виходах відповідних давачів в аналоговий електричний сигнал потрібної амплітуди і потужності [1]. Зазвичай вихідні сигнали давачів (напруга чи струм) мають невелике значення на рівні одиниць мілівольт (мікроампер) або ще нижче. Тому перед подачею на вторинні перетворювачі — АЦП їх рівень треба узгодити з діапазонами перетворення. Для цього часто використовуються різноманітні схеми, побудовані на підсилювачах постійного струму, зокрема, операційних підсилювачах.

Точнісні й швидкісні характеристики згаданих систем істотно залежать від статичних похибок і динамічних характеристик первинних перетворювачів. Метрологічні характеристики останніх значною мірою визначаються типом електричного сигналу, який слугує для їх функціонування. Зазвичай при цьому застосовуються перетворювачі струм–струм (ПСС) або напруга–струм (ПНС). Перевагу в більшості випадків доцільно віддавати струму [2], [3], оскільки саме такий підхід дозволить досягти максимальної точності і швидкодії. Проте, слід зазначити, що значну частину первинних перетворювачів побудовано із застосуванням операційних підсилювачів [3], [4], в яких використано принципи підсилення напруг. Тому для створення високолінійних ПСС і ПНС потрібен інший підхід. Це зумовлено низкою причин. По-перше: потрібні спеціалізовані двотактні підсилювачі постійного струму, а по-друге потрібні відбивачі струму [4]–[6], [7], [8], [9]–[11] з малою похибкою лінійності й високим вихідним опором, і це вимагає додаткових досліджень.

Слід зазначити, в останні два десятиріччя у ВНТУ активно розвивається науковий підхід, пов'язаний з побудовою швидкодійних балансних двотактних підсилювачів струму, відбивачів струму з покращеними статичними характеристиками, а також високолінійних ПНС і ПСС. Водночас, отримані результати недостатньо висвітлено в науково-технічній літературі, тому стаття, у якій розглянуті методи побудови спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму (ДППС) для перетворювачів аналогових сигналів, є актуальною.

Мета досліджень — підвищення лінійності передатної характеристики спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму для перетворювачів аналогових сигналів із застосуванням методу балансування каскадних струмів.

Задачі досліджень:

1. Розглянути запропоновані схеми спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму із двонаправленими парафазними виходами, побудованими із застосуванням методу балансування струмів у каскадах перетворення й підсилення;

2. Проаналізувати специфіку методу балансування струмів у вищезначених каскадах і блоках, вивести математичні співвідношення між струмами в режимі балансування, а також аналітичні вирази для оцінювання значень коефіцієнтів підсилення;

3. Порівняти шляхом комп'ютерного моделювання статичні характеристики різних блоків балансування каскадних струмів, а також надати рекомендації щодо практичної реалізації ПСС і ПНС на базі спеціалізованих балансних ДППС з урахуванням системних вимог.

Розв'язання поставлених задач

В аналогових інтегральних схемах широко застосовуються біполярні як $n-p-n$, так і $p-n-p$ транзистори, які, як правило, мають різні характеристики, зокрема, такі як коефіцієнти підсилення струму β_{p-n-p} і β_{n-p-n} . У зв'язку з цим у двотактних багатокаскадних підсилювачах постійного струму виникають певні складнощі із завданням режимів робочих точок і стикуванням каскадів між собою.

Вирішити це питання можна, використовуючи спеціальні схемотехнічні прийоми, що базуються на принципі балансування струмів у двотактних каскадах. Розглянемо найпростіший двонаправлений відбивач струму з двома виходами, схему якого зображено на рис. 1а.

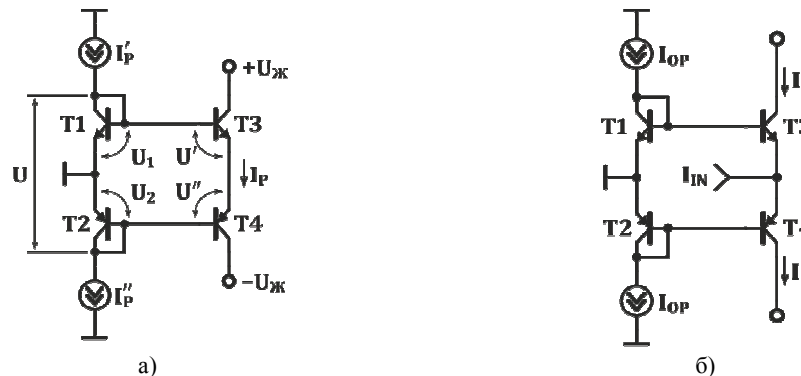


Рис. 1. Найпростіші пристрої балансування струмів: а — двонаправлений відбивач струмів; б — двонаправлений фазорзщіплювач вхідного струму

Вона містить давачі струмів I'_{OP} і I''_{OP} , побудовані на транзисторах Т1 і Т2 у діодному вмиканні, а також власне відбивачі на транзисторах Т3 і Т4. Використовуючи модель Еберса-Мола [12], [4], маємо

$$U_1 = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{OP}}{I_T} \right); \quad U_2 = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I''_{OP}}{I_T} \right),$$

де φ_T — термопотенціал, I_T — тепловий струм насичення р-п переходу. При цьому

$$U = U_1 + U_2 = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{OP} \cdot I''_{OP}}{I_T^2} \right).$$

З іншого боку $U = U' + U''$.

Враховуючи, що струми, які протікають через емітери транзисторів Т3 і Т4 однакові і дорівнюють I_{OP} , можна записати

$$U = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I_{OP}^2}{I_T^2} \right).$$

Таким чином маємо

$$\ln \left(\frac{I_{OP}^2}{I_T^2} \right) = \ln \left(\frac{I'_{OP} \cdot I''_{OP}}{I_T^2} \right).$$

Потенціюючи і скорочуючи, остаточно отримаємо

$$I_{OP} = \sqrt{I'_{OP} \cdot I''_{OP}}. \quad (1)$$

На базі двонаправленого відбивача струму можна побудувати двотактний вихідний каскад підсилювача струму з парафазними виходами, схему якого показано на рис. 1б. Цей каскад виконує роль фазорозщеплювача вхідного струму I_{IN} , який надходить у точку з'єднання емітерів Т3 і Т4. З першого закону Кірхгофа маємо

$$I' = I'' + I_{IN}. \quad (2)$$

Нехай струми робочих точок є рівними, тобто $I'_{OP} = I''_{OP} = I_{OP}$, тоді (без урахування базових струмів) справедливим є рівність

$$\varphi_T \cdot \ln \left(\frac{(I' - I_{IN}) \cdot I'}{I_T^2} \right) = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I_{OP}^2}{I_T^2} \right).$$

Здійснюючи перетворення, отримаємо

$$I'^2 + I' \cdot I_{IN} - I_{OP}^2 = 0.$$

Дійсним додатнім коренем цього рівняння буде

$$I' = -\frac{1}{2} \cdot I_{IN} + \sqrt{\frac{I_{IN}^2}{4} + I_{OP}^2}.$$

Використовуючи (2), знайдемо

$$I'' = \frac{1}{2} \cdot I_{IN} + \sqrt{\frac{I_{IN}^2}{4} + I_{OP}^2}.$$

Для випадку $I_{IN} \ll I_{OP}$ маємо $|\Delta I'_{IN}| = |\Delta I''_{IN}| = I_{IN}/2$, тобто вхідний струм у точці входу ділиться навпіл і має місце режим малого сигналу для приростів.

Для підсилення приростів $\Delta I'_{IN}$ і $\Delta I''_{IN}$ треба використовувати відповідні блоки балансування, схеми яких показано на рис. 2. Слід зазначити, що для імітації протифазних складових I'_{IN} і I''_{IN} вхідного струму I_{IN} застосовується керований генератор струму із коефіцієнтом передачі 1 (одиниця). На рис. 2а зображено схему із двома двонаправленими протифазними виходами, по яких протікають підсилені струми I' і I'' . Вона містить підсилювальні транзистори T' і T'' , контур балансного зворотного зв'язку, побудований на транзисторах Т1—Т2 і Т3—Т4, а також діодах симетрування D1 і D2. Робочі точки задаються генераторами робочих струмів I_{OP} . Для задання протилежних за знаком складових $\Delta I'_{IN}$ і $\Delta I''_{IN}$ використовується керований генератор струму (КГС). Блок функціонує таким чином. Складові $\Delta I'_{IN}$ і $\Delta I''_{IN}$ надходять на відповідні входи BX' і BX'' . При цьому транзистор T' привідкривається, а T'' — прикривається або навпаки (залежно від напрямків протікання $\Delta I'_{IN}$ і $\Delta I''_{IN}$). Водночас струм, який протікає через емітери Т1 і Т2 практично не змінюється і це також стабілізує колекторні струми цих транзисторів. Таким чином робочі точки T' і T'' залишаються постійними. Слід зазначити, що прирости колекторних струмів $\Delta I'$ і $\Delta I''$ при цьому також будуть збалансовані. Схема, зображена на рис. 2б, відрізняється тим, що замість транзисторів Т2 і Т4 у діодному вмиканні, транзистори з цими номерами включені за схемою із загальною базою. При цьому з'являються додаткові виходи, по яких протікають струми \bar{I}' і \bar{I}'' , такі що $|I'| = |\bar{I}'|$, а $|I''| = |\bar{I}''|$.

Визначимо коефіцієнт підсилення по парафазних виходах для блока балансування, показаного на рис. 2а. Будемо по черзі підключати складові вхідного струму I'_{IN} і I''_{IN} відповідно на входах BX' і BX'' . Для усунення зсуву нуля по двонаправлених виходах використовується генератор струму I_0 . Схема працює таким чином. З подачею I_{IN} на вхід BX' (рис. 2а) транзистор T' привідкривається і I'

збільшується, що призводить до збільшення емітерного струму I_E . При цьому транзистор T''' при-
 закривається і струм I'' зменшується. Якщо ж $I'_{IN} = 0$, а складова I''_{IN} подається на вхід BX'' , то тран-
 зистор T''' привідкривається і струм I'' збільшується. Транзистор T' при цьому при-
 закривається і струм I' зменшується.

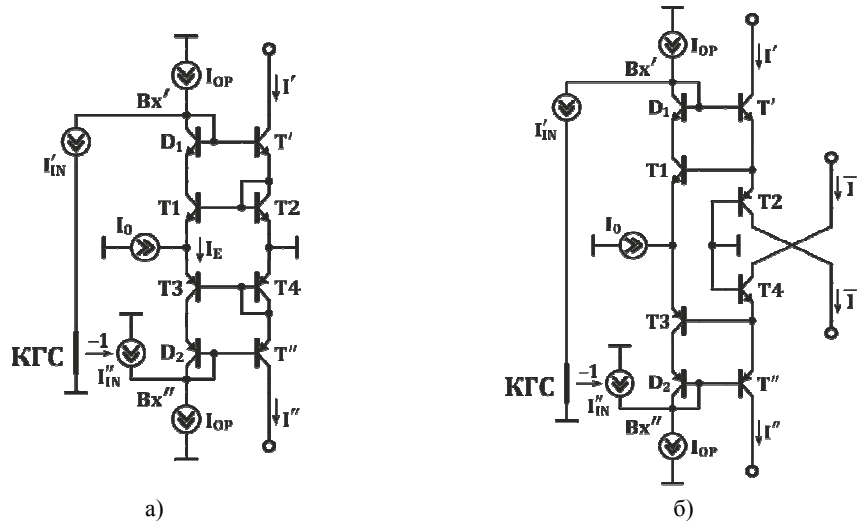


Рис. 2. Блоки балансування з підсиленням струмів: а — з двома виходами; б — з чотирма виходами

Розглянемо ситуацію з приростами струмів, що виникає у наведеній схемі. Маємо (без ураху-
 вання базових струмів)

$$I' = I_{OP} + \Delta I', \quad I'' = I_{OP} + \Delta I''.$$

Водночас повинна виконуватися рівність

$$I' \cdot I'' = I_{OP}^2.$$

Тоді отримаємо

$$(I_{OP} + \Delta I') \cdot (I_{OP} + \Delta I'') = I_{OP}^2.$$

Після скорочень маємо

$$I_{OP} \cdot (\Delta I' - \Delta I'') = \Delta I' \cdot \Delta I''.$$

При цьому

$$\Delta I' = I'_{IN} \cdot \beta', \quad \text{а} \quad \Delta I'' = -I'_{IN} \cdot \beta'',$$

тому

$$I_{OP} \cdot (I'_{IN} \cdot \beta' + I'_{IN} \cdot \beta'') = (I'_{IN})^2 \cdot \beta' \cdot \beta''$$

або

$$I_{OP} \cdot (\beta' + \beta'') = I'_{IN} \cdot \beta' \cdot \beta''.$$

Перепишемо цю рівність у вигляді

$$\frac{I_{OP}}{I'_{IN}} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Ця рівність по суті визначає умову балансу для I'_{IN} у малосигнальній зоні. Аналогічно можна показати, що і

$$\frac{I_{OP}}{I''_{IN}} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Отримані співвідношення фактично є малосигнальними коефіцієнтами підсилення струму для окремих складових I'_{IN} і I''_{IN} . Якщо ці складові діють одночасно (рис. 2а), то маємо

$$\frac{I_{OP}}{I_{IN}} = \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Таким чином можна вважати, що останнє співвідношення визначає умову балансу для двох складових I_{IN} і, відповідно, коефіцієнти підсилення струму парафазних двонаправлених виходах. Отже маємо

$$K_I' = K_I'' = \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \tag{3}$$

Такі співвідношення будуть виконуватися і для схеми, показаної на рис. 2б.

Вираз (3) є справедливим, якщо $|I'| = |I''|$ для схеми на рис. 2а і $|I'| = |\bar{I}'|$, $|I''| = |\bar{I}''|$, для схеми на рис. 2б. У випадку, якщо ж ці струми змінюються у діапазоні вихідних сигналів, то коефіцієнти підсилення K_I' і K_I'' варіюють у межах

$$\beta'' < K_I' = K_I'' < \beta' \tag{4}$$

Це призведе до появи істотної похибки лінійності ΔI_{LIN} статичної передатної характеристики. Для звуження меж розкиду, а також збільшення значень K_I' і K_I'' доцільно в трактах підсилення використовувати композиції *n-p-n* і *p-n-p* транзисторів, як це показано у схемах на рис. 3.

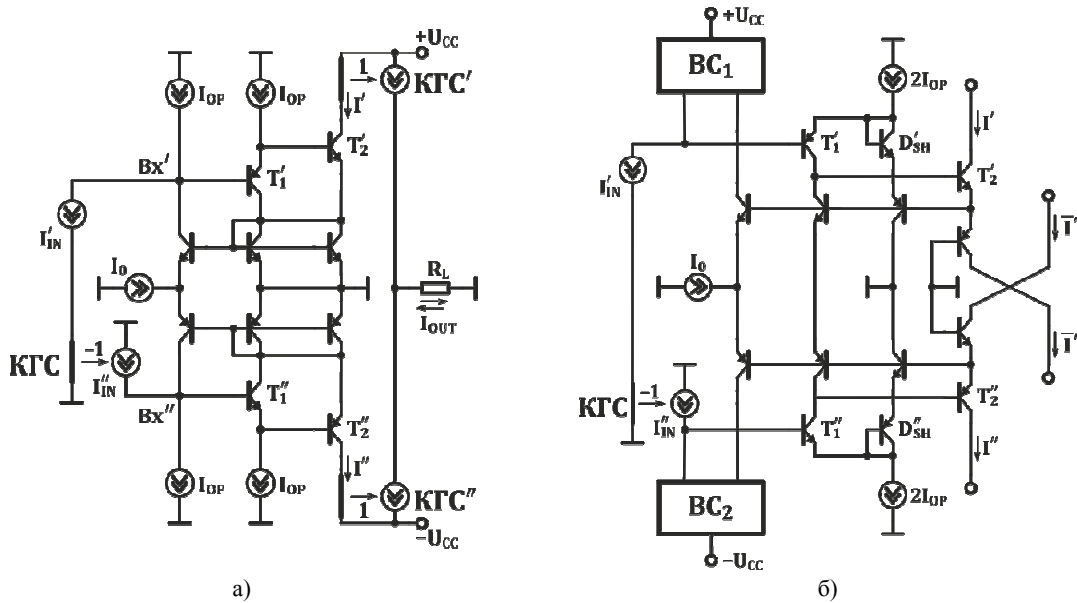


Рис. 3. Блоки балансування підсилених струмів з середнім K_I : а — з двома виходами; б — з чотирма виходами

Так у блоці балансування, схему якого показано на рис. 3а, підсилення струму здійснюється транзисторами T_1' і T_2' (верхній тракт) та T_1'' і T_2'' (нижній тракт). При цьому неважко показати, що мало-сигнальні коефіцієнти підсилення за умови рівності постійних складових $|I'| = |I''|$ відповідають

$$K_I' = K_I'' = \frac{\Delta I'}{I_{IN}'} = \frac{\Delta I''}{I_{IN}''} = \frac{\beta_1' \cdot \beta_2' \cdot \beta_1'' \cdot \beta_2''}{\beta_1' \cdot \beta_2' + \beta_1'' \cdot \beta_2''}$$

Якщо підсумувати прирости $\Delta I'$ і $\Delta I''$, то загальний коефіцієнт передачі дорівнює

$$K_I = K_I' = K_I'' = 2 \cdot \frac{\beta_1' \cdot \beta_2' \cdot \beta_1'' \cdot \beta_2''}{\beta_1' \cdot \beta_2' + \beta_1'' \cdot \beta_2''} \tag{5}$$

Схему блока балансування з чотирма виходами показано на рис. 3б. Вона порівняно з попереднім блоком додатково містить відбивачі струму BC_1 і BC_2 , що замикають контури балансного від'ємного зворотного зв'язку. Діоди зміщення $D'SH$ і $D''SH$ тут слугують для завдання робочих точок транзисторів T_1' і T_1'' , відповідно. Слід зазначити, що змінення значень коефіцієнтів передачі струсів β_1 і β_2 у діапазоні вихідних сигналів призведе до нелінійності статичної передатної характеристики блоків балансування. Цю характеристику доцільно представити як функцію $I_{OUT} = f(I_{IN})$, де $I_{OUT} = |I'| - |I''|$. При цьому похибка лінійності ΔI_{LIN} у діапазоні вихідного сигналу буде оцінюватися у формі $\Delta I_{LIN} = I_{OUT} - I_{OUT}^*$, де $I_{OUT}^* = f(I_{IN})$ — пряма лінія, що з'єднує крайні точки значень вихідних струмів. Для отримання значень $I_{OUT} = f(I_{IN})$ доцільно застосовувати схемотехнічний прийом, наприклад, у підключенні до колекторів T_2' і T_2'' (рис. 3а) керованих генераторів струму і в результаті отримаємо загальний вихід. Слід зазначити, що аналітичні вирази для оцінювання ΔI_{LIN} у діапазоні вихідних сигналів є досить громіздкими, а їх виведення складною процедурою для кожної окремої схеми. Тому у цьому випадку доцільно використовувати

комп'ютерне моделювання, зокрема, інтегрований пакет схемотехнічного аналізу MicroCAP-11 (Copyright© 1982-2017 Spectrum Software). Графіки залежностей $\Delta I_{LIN} = f(I_{IN})$ і $\Delta \overline{I_{LIN}} = f(I_{IN})$ для заданих вихідних струмів показані на рис. 4. Тут діапазон вихідних струмів становить $\pm 1,0$ мА, похибки лінійності становлять $\Delta I_{LIN} = 12$ мкА і $\Delta \overline{I_{LIN}} = 14$ мкА.

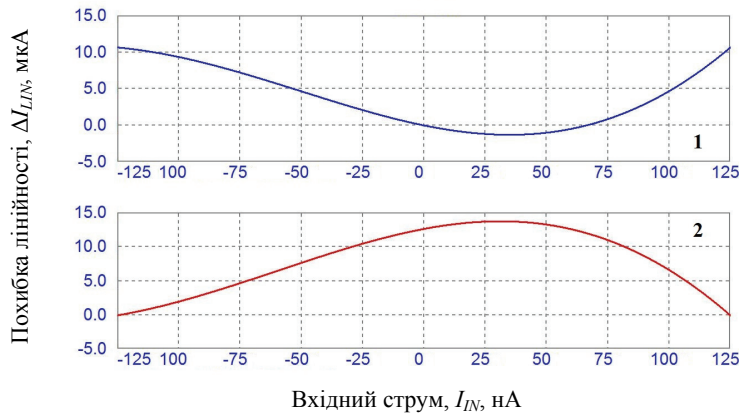


Рис. 4. Залежності для схеми балансування підсиленних струмів з чотирма виходами: 1 — $\Delta I_{LIN} = f(I_{IN})$; 2 — $\Delta \overline{I_{LIN}} = f(I_{IN})$

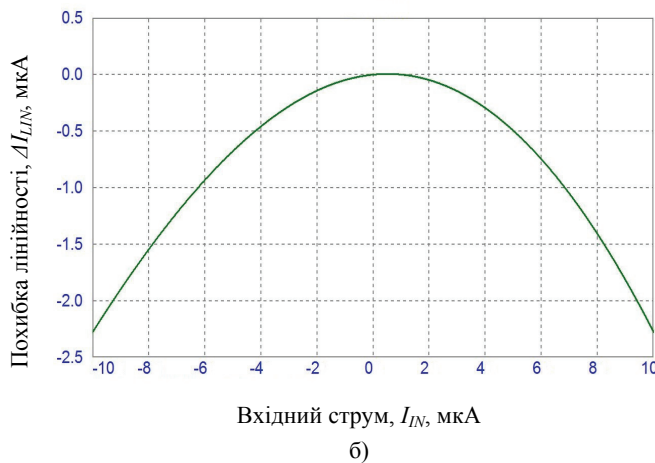
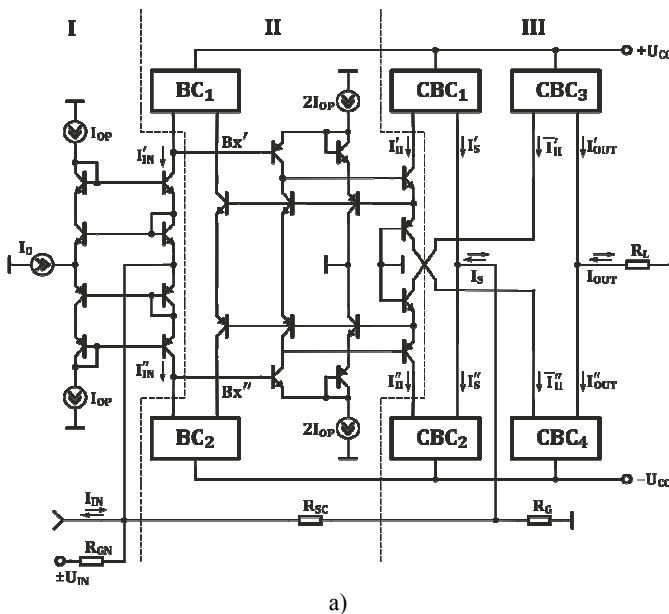


Рис. 5. Перетворювач струм–струм на базі спеціалізованого балансного ДППС: а — спрощена функціональна схема; б — графік залежності $\Delta I_{LIN.OUT} = f(I_{IN})$

Блоки балансування підсиленних струмів з чотирма двонаправленими парафазними виходами у сукупності з вхідним двотактним каскадом з двонаправленими парафазними виходами складають спеціальні балансні двотактні підсилювачі постійного струму (ДППС). Саме на базі таких ДППС доцільно будувати перетворювачі струм–струм (ПСС) або напруга–струм (ПНС).

На рис. 5а показано схему перетворювача струм–струм, яка містить вихідний двотактний каскад з двома двонаправленими виходами (I), блок балансування підсиленних струмів (БППС) з двома парами двонаправлених виходів (II) і формувач вихідних струмів (III). Останній у свою чергу складається з генератора струму давача (I_D), побудованого на базі спеціалізованих відбивачів струму СВС1 і СВС2, і генератора вихідного струму (I_{OUT}) на основі СВС3 і СВС4. Згадані СВС [13] мають високоомні вихідні опори (на рівні десятків МОм), коефіцієнти передачі струмів K_{TL} , значення яких близькі до $K \approx 2,0; 3,0; 4,0$, а абсолютні похибки лінійності статичних передатних характеристик знаходяться на рівні 1,7 нА в діапазоні струмів $\pm 2,0$ мА. Для задання робочих точок вихідного каскаду (I) і блока (II) застосовуються генератори робочих струмів I_{OP} і $2I_{OP}$.

Схема ПСС (рис. 5а) функціонує таким чином. Вхідний струм I_{IN} блоком I розгалужується на складові I'_{IN} і I''_{IN} , які подаються на входи BX' і BX'' блока II. Підсилені прирости цих струмів формуються у вигляді I''_I і I''_I і подаються на відповідні входи СВС1 і СВС2, на виходах яких генеруються струми

давача, відповідно I_D' і I_D'' . Алгебраїчна сума цих складових — струм I_D надходить в коло відповідного зворотного зв'язку, зібраного у вигляді дільника на резисторах R_{SC} і R_G . Друга пара складових підсиленних струмів I_{II}' і I_{II}'' надходить на входи СВС3 і СВС4, відповідно. На виходах цих відбивачів генеруються складові I_{IN}' і I_{IN}'' , алгебраїчна сума яких остаточно і формує вихідний струм I_{OUT} , який подається у резистор навантаження R_L .

Для створення режиму глибокого зворотного зв'язку, треба щоб внутрішній коефіцієнт підсилення K_I балансного ДППС, який визначається за формулою (5), був істотно (на 2—3 порядки) більше коефіцієнта передачі K_{TI} ПСС. За цих умов

$$K_{III.D} = \frac{I_D}{I_{IN}} = \frac{R_{SC} + R_G}{R_G}.$$

Треба також додати, що у випадку попарної побудови СВС1 і СВС3, а також СВС2 і СВС4 за однаковими схемами в інтегральному виконанні статичні передатні характеристики $I_D = f(I_{IN})$ $I_{OUT} = f(I_{IN})$ будуть ідентичними. Тому в достатньому наближенні можна вважати, що

$$K_{TI} = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{I_D}{I_{IN}} = \frac{R_{SC} + R_G}{R_G}. \quad (6)$$

Моделювання схеми наведеного ПСС у разі $R_{SC} = 99$ кОм, $R_G = 1$ кОм, $I_{OP} = 1$ мА, $2I_{OP} = 2$ мА і застосування інтегральних транзисторів *NUHFARRY* та *PUHFARRY* [14], напруг живлення $U_{CC} = \pm 6,0$ В, дало такі результати для $K_{TI} = 100$, що добре узгоджуються з (6).

Для оцінювання похибки лінійності передатної характеристики $I_D = f(I_{IN})$ і $I_{OUT} = f(I_{IN})$ саме від підсилювача доцільно СВС1—СВС3 замінити керованими генераторами струму з внутрішніми коефіцієнтами передачі, наприклад, з $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = 2,0$. Графік функції $\Delta I_{LIN,OUT} = f(I_{IN})$, отриманий шляхом комп'ютерного моделювання, показано на рис. 5б. Його аналіз показує, що значення цієї похибки за $K_{TI} = 100$ є достатньо малим і не перевищує 2,3 мкА, відносна похибка лінійності при цьому становить $\delta I_{LIN} = \Delta I_{LIN} / I_{OUT} = 2,3$ мкА/1 мА $\approx 0,23$ %. Водночас похибки лінійності реальних СВС окремо також є достатньо малими, а враховуючи, що вказані відбивачі включено в контур зворотного зв'язку, то ними можна знехтувати. Отримані дані дозволяють стверджувати, що застосування розглянутого балансного двотактного підсилювача струму дає можливість будувати ПСС (ПНС) з відносними похибками лінійності на рівні 0,23 %, що у свою чергу дає можливість рекомендувати застосовувати їх у багаторозрядних аналого-цифрових системах.

Висновки

1. Розглянуто запропоновані схеми спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму, побудовані із застосуванням методу балансування струмів у каскадах перетворення і підсилення. Показано, що вказані підсилювачі доцільно використовувати у високо лінійних ПСС (ПНС).

2. Проаналізовано реалізацію запропонованого методу у блоках підсилення струмів. Виведено математичні співвідношення між струмами в діапазоні вихідного сигналу, та математичні вирази для оцінювання коефіцієнтів підсилення.

3. Шляхом комп'ютерного моделювання здійснено експериментальне дослідження похибок лінійності статичних передатних характеристик блоків балансування, а також надано рекомендації щодо побудови на базі цих блоків двотактних підсилювачів постійного струму і застосування їх у перетворювачах струм—струм і струм—напруга з відносними похибками лінійності на рівні 0,23 %.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] З. Ю. Готра та ін., *Давачі*. Львів, Україна: Каменяр, 1995.
- [2] А. Б. Гребен, *Проектирование аналоговых интегральных схем*. Москва, СССР: Энергия, 1976.
- [3] A. B. Grebene, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*. New York, USA: Wiley-Interscience, 2003.
- [4] У. Титце, и К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство*. Москва, СССР: Мир, 1982.
- [5] У. Титце, и К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*, Т. I, 12-е изд. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2008.
- [6] У. Титце, К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*, Т. II, 12-е изд. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2007.
- [7] О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, та В. Є. Яцик, «Відбивачі струму для аналогових пристроїв із покращеними статичними і динамічними характеристиками,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 2, с. 48-55. 2012 р.

- [8] О. Д. Азаров, та В. Є. Яцик, «Методи покращення статичних характеристик відбивачів струму», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 1, с. 31-39. 2012.
- [9] О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, В. А. Гарнага, та Д. О. Кириленко, «Двотактний симетричний підсилювач струму», *Патент України на корисну модель, МПК(2009) H03K 5/22, G05B 1/00*, № 51958, 10.08.2010.
- [10] О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, Д. О. Кириленко, та В. Я. Стейскал, «Двотактний симетричний підсилювач струму», *Патент України на корисну модель, МПК(2011.01) H03K 5/00, G05B 1/00*, № 63951, 25.10.2011.
- [11] О. Д. Азаров, А. М. Девдюк, С. В. Павлов, та В. А. Гарнага, «Двотактний симетричний підсилювач струму», *Патент України на корисну модель, МПК(2012.05) H03K 5/24 (2006.01), G05B 1/01*, № 69736, 10.05.2012.
- [12] И. П. Степаненко, *Основы микроэлектроники*, 2-е изд., перераб. и доп., Москва, Россия: Лаборатория базовых знаний, 2001.
- [13] О. Д. Азаров, та М. Р. Обертюх, «Високочастотні спеціалізовані струмові дзеркала з давачами рівня сигналу», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 3(40), с. 30-36. 2017.
- [14] Intersil Corporation™, HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 12.01.2018

Азаров Олексій Дмитрович — д-р. техн. наук, професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, e-mail: azarov2@vntu.edu.ua ;

Обертюх Максим Романович — аспірант кафедри обчислювальної техніки.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

O. D. Azarov¹
M. R. Obertiukh¹

Specialized Push–Pull Current Amplifiers for Analogue Signal Converters

¹Vinnitsia National Technical University

There has been analyzed the construction of specialized push-pull direct current amplifiers with increased linearity of the transfer characteristic based on the method of balancing cascade currents, which are used to build converters of analog signals. The schemes of specialized push-pull direct current amplifiers with bidirectional paraphase outputs proposed by the authors are considered. The specificity of the current balancing method based on the bi-directional current reflector and the bi-directional phase-splitter of the input current, is analyzed. Analytic expressions are obtained for the components of the output currents of the input push-pull cascade. The circuits of the balancing and amplifying cascades with two and four outputs, which are used in the intermediate stages of push-pull direct current amplifiers, are also given and analyzed. Analytic expressions are derived for the calculation of low-signal current gain factors, both for individual components of the output currents and the through transmission factor in the balance mode. In addition, an expression is obtained for the through small-signal gain factor, and also the dependences showing a change in the overall through transmission factor within the range of the output signal are also given. Linearity errors resulting from these changes are analyzed. A practical scheme of a high-linear current-to-current converter based on a push-pull phase-splitter of the input current and a block of balancing of amplified currents with two pairs of bi-directional outputs is considered. Schematic modeling of this current-to-current converter has been carried out using integrated transistor models. Recommendations are given for constructing on the basis of these push-pull direct current amplifiers current-to-current converters and voltage-to-current with low linearity errors, which makes it possible to use them in multichannel analog-to-digital converters.

Keywords: push-pull direct current amplifiers, linearity, current balancing.

Azarov Olexsii D. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Dean of the Faculty of Information Technology and Computer Engineering, e-mail: azarov2@vntu.edu.ua ;

Obertiukh Maksym R. — Post-Graduate Student of the Chair of Computer Science

А. Д. Азаров¹
М. Р. Обертюх¹

Специализированные двухтактные усилители тока для преобразователей аналоговых сигналов

¹Вінницький національний технічний університет

Проанализированы построения специализированных двухтактных усилителей постоянного тока с повышенной линейностью передаточной характеристики на базе метода балансировки каскадных токов, которые применяются для построения преобразователей аналоговых сигналов. Рассмотрены предложенные авторами схемы специализированных двухтактных усилителей постоянного тока с двунаправленными парафазными выходами. Проанализирована специфика метода балансировки токов на базе двунаправленного отражателя токов, а также двунаправленного фазорасщепителя входного тока. Получены аналитические выражения, для составляющих выходных токов входного двухтактного каскада. Также приведены и проанализированы схемы блоков балансировки и усиления токов с двумя и четырьмя выходами, которые используются в промежуточных каскадах двухтактных усилителей постоянного тока. Выведены аналитические выражения для расчетов малосигнальных коэффициентов усиления тока, как для отдельных составляющих выходных токов так и сквозного коэффициента передачи в режиме баланса. Кроме того, получено выражение для сквозного малосигнального коэффициента усиления, и приведены зависимости, демонстрирующие изменение общего коэффициента передачи в пределах диапазона выходного сигнала. Проанализированы погрешности линейности, возникающие вследствие этих изменений. Рассмотрена практическая схема высоколинейного преобразователя ток–ток, построенная на базе двухтактного фазорасщепителя входного тока и блока балансировки усиленных токов с двумя парами двунаправленных выходов. Осуществлено схемотехническое моделирование преобразователя ток–ток, выполненное с применением моделей интегральных транзисторов. Даны рекомендации по построению на базе этих двухтактных усилителей постоянного тока преобразователей ток–ток и напряжение–ток с низкими погрешностями линейности, что позволяет использовать их в многоканальных аналого-цифровых преобразователях.

Ключевые слова: двухтактные усилители постоянного тока, линейность, балансировка токов.

Азаров Алексей Дмитриевич — д-р. техн. наук, профессор, декан факультета информационных технологий и компьютерной инженерии, e-mail: azarov2@vntu.edu.ua ;

Обертюх Максим Романович — аспирант кафедры вычислительной техники