

СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ДВОТАКТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ СТРУМУ ДЛЯ АНАЛОГОВОЇ ЧАСТИНИ БАГАТОКАНАЛЬНИХ АЦП

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Анотація

Статтю присвячено аналізу 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 фазорозціплювача вхідного струму. 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 фазорозціплених 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.

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

Abstract

The article is devoted to the analysis of 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. 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.

Key words: push-pull direct current amplifiers, linearity, current balancing.

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.

Точносні й швидкісні характеристики згаданих систем істотно залежать від статичних похибок і динамічних характеристик первинних перетворювачів. Метрологічні характеристики останніх у значній мірі 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 відзначити, 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 обумовлено рядом 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 із побудовою швидкодіючих балансних двотактних підсилювачів струму, відбивачів струму з покращеними статичними характеристиками, а також високолінійних ПНС і ПСС. Водночас, отримані результати недостатньо освітлено в науково-технічній літературі, тому тема статті, присвячена методам побудови спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму (ДППС) для перетворювачів аналогових сигналів, є актуальною.

Результати дослідження

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_{pnp} і β_{npn} . У зв'язку з цим у двотактних багатокаскадних підсилювачах постійного струму виникають певні складнощі із завданням режимів робочих точок і стикування 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 із двома виходами, схему якого зображено на рис 1а.

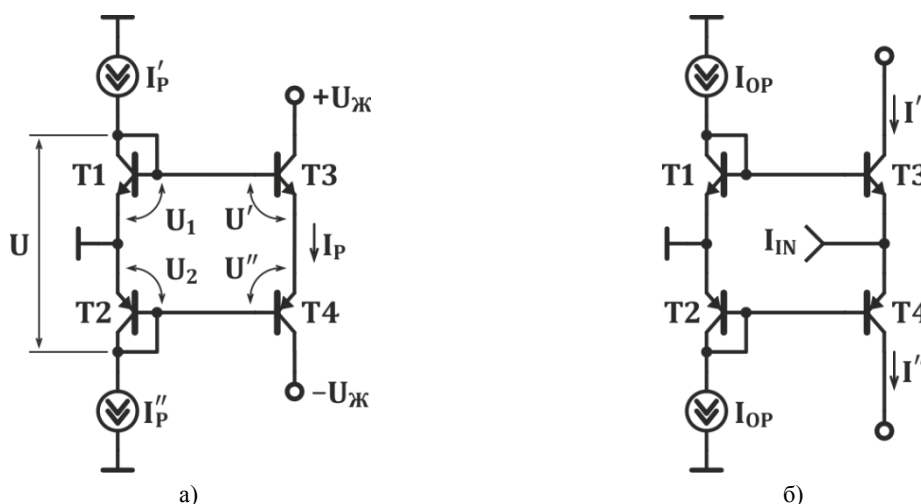


Рис 1. Найпростіші пристрої балансування струмів: а) двонаправлений відбивач струмів; б) двонаправлений фазорзщіплювач вхідного струму

Вона містить давачі струмів I'_{OP} і I''_{OP} , побудовані на транзисторах *T1* і *T2* у діодному вмиканні, а також власне відбивачі на транзисторах *T3* і *T4*. 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 p-n 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 *T3* і *T4* однакові і дорівнюють I_{OP} можна записати, що

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

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 із парафазними виходами, схему якого зображено на рис 1б. Цей каскад виконує роль фазорозщеплювача вхідного струму I_{IN} , який надходить у точку з'єднання емітерів $T3$ і $T4$. Із 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 зображено 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 $T1-T2$ і $T3-T4$, а також діодах симетрування $D1$ і $D2$. Робочі точки задаються генераторами робочих струмів I_{OP} . Для завдання 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 $\Delta I''_{IN}$ поступають на відповідні входи BX' і BX'' . При цьому транзистор T' привідкривається, а T'' – призакривається або навпаки (залежно від напрямків протікання $\Delta I'_{IN}$ і $\Delta I''_{IN}$). Водночас струм, який протікає через емітери $T1$ і $T2$ 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 $T2$ і $T4$ у діодному вмиканні, транзистори з цими номерами включено 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, наведеного 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. При подачі I_{IN} на вхід BX' (рис 2а) транзистор T' привідкривається і I' збільшується, що призведе до збільшення емітерного струму I_E . При цьому транзистор T'' призакривається і струм I'' зменшується. Якщо ж $I'_{IN}=0$, а складова I''_{IN} подається на вхід BX'' , то

транзистор T'' привідкривається і струм I'' збільшується. Транзистор T' при цьому прикривається і струм I' зменшується.

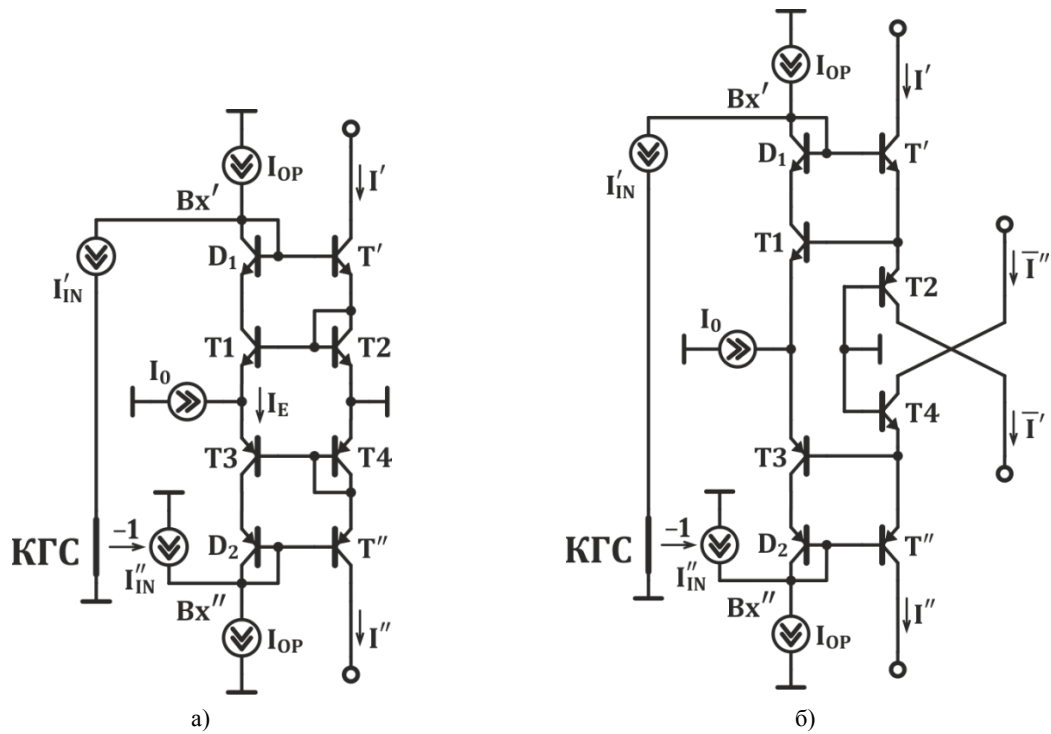


Рис 2. Блоки балансування з підсиленням струмів: а) із двома виходами; б) із чотирма виходами.

Розглянемо ситуацію із приростами струмів, що виникає у наведеній схемі. Маємо (без урахування 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

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

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

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

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

$$K'_I = K''_I = \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \quad (3)$$

Такі співвідношення будуть виконуватися і для схеми, наведеної 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 варіюються у межах

$$\beta'' < K'_I = K''_I < \beta' \quad (4)$$

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.

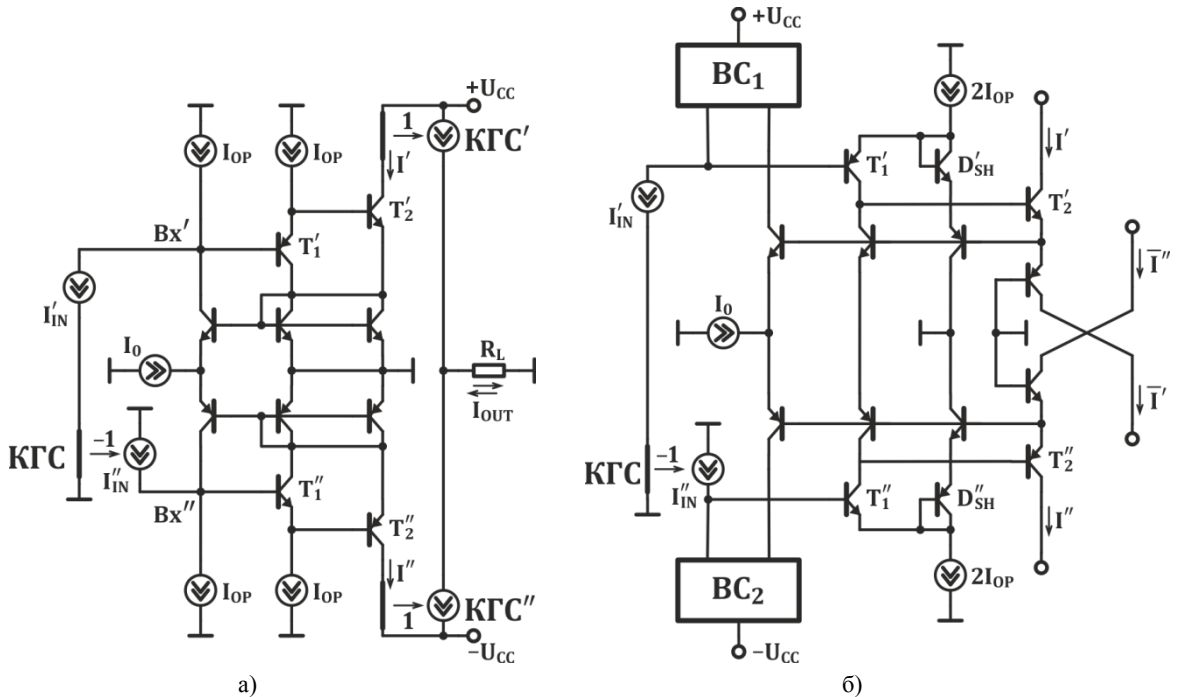


Рис. 3. Блоки балансування підсиленних струмів із середнім K_I : а) зі двома виходами; б) із чотирма виходами.

Так у блоці балансування, схему якого наведено 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 малосигнальні 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

$$K'_I = K''_I = 2 \cdot \frac{\beta'_1 \cdot \beta'_2 \cdot \beta''_1 \cdot \beta''_2}{\beta'_1 \cdot \beta'_2 + \beta''_1 \cdot \beta''_2} \quad (5)$$

Схему блока балансування з чотирма виходами наведено на рис 3б. Вона порівняно із 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 $\Delta I_{LIN} = I_{OUT} - \overset{*}{I}_{OUT}$, де $\overset{*}{I}_{OUT} = f(I_{IN})$ – 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 як підсумок 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). Діапазон вихідних струмів становить $\pm 1,0\text{mA}$, похибки лінійності становлять $\Delta I_{LIN} = 12\text{мкА}$ і $\Delta \overline{I}_{LIN} = 14\text{мкА}$.

Блоки балансування підсилених струмів із чотирма двонаправленими парафазними виходами у сукупності із вхідним двотактним каскадом із 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).

Висновки

Показано, що запропоновані схеми спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму, побудовані із застосуванням методу балансування струмів у каскадах перетворення і підсилення доцільно використовувати у високолінійних ПСС (ПНС). Виведено математичні співвідношення між струмами в діапазоні вихідного сигналу, та математичні вирази для оцінювання коефіцієнтів підсилення.

Шляхом комп'ютерного моделювання здійснено експериментальне дослідження похибок лінійності статичних передатних характеристик блоків балансування.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1.З. Ю. Готра та ін., Давачі : Довідник..Львів, Україна, Каменяр, 1995.
- 2.А. Б. Гребен, Проектирование аналоговых интегральных схем. Пер. с англ., Москва, СССР, Энергия, 1976.
- 3.А. В. Grebene, Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design., New York, USA, Wiley-Interscience, 2003.
- 4.У. Титце, К. Шенк, Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем., Москва, СССР, Мир, 1982.
- 5.У. Титце, К. Шенк, Полупроводниковая схемотехника., Т. I, 12-е издание, Москва, Россия, ДМК Пресс, 2008.
- 6.У. Титце, К. Шенк, Полупроводниковая схемотехника., Т. II, 12-е издание, Москва, Россия, ДМК Пресс, 2007.
- 7.О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, 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, 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. Богомоллов, 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. Богомоллов, 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, 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: учебное пособие для вузов., 2-е изд., перераб. и доп., Москва, Россия, Лаборатория базовых знаний, 2001.

Азаров Олексій Дмитрович – д.т.н., професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету, (0432) 59-83-64,

Обертюх Максим Романович – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету

Oleksiy Azarov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dean of the Faculty of Information Technology and Computer Engineering of Vinnytsia National Technical University, (0432) 59-83-64, azarov2@vntu.edu.ua.

Obertyukh Maksim - post-graduate student of the Department of Computer Science of Vinnytsia National Technical University