

СТАТИЧНІ Й ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СТРУМ-СТРУМ НА БАЗІ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ СТРУМУ

¹Вінницький національний технічний інститут

Підсилювачі струмів у деяких випадках мають перевагу порівняно з підсилювачами напруги. Це пов'язано з тим, що значну частину паразитних параметрів інтегральних схем складають ємності. При цьому до уваги треба взяти те, що згідно із законами комутації напруга на ємності стрибком змінитися не може, тоді як струм через ємність може змінюватися стрибкоподібно. Таким чином, під час проектування електронних схем для різноманітних аналого-цифрових і цифро-аналогових пристроїв і систем слід орієнтуватися на принцип підсилення струмів. Для цього доцільно використовувати перетворювачі — підсилювачі струм-струм (ПСС). Розглянуто функціональну і принципову схему перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням зі змінними коефіцієнтами передачі на базі двотактного підсилювача постійного струму, простіший за відомі. Оцінено похибки лінійності і струми зсуву нуля ДПСС залежно від значення коефіцієнтів передачі зокрема. Показано, що похибки лінійності не перевищують 0,001 %, а струм зсуву — не більше 0,5 мкА. Це дає можливість використовувати ці пристрої у високочастотних електронних системах і пристроях. Визначені оптимальні значення резистора налаштування, за яких похибки лінійності із заданими коефіцієнтами передачі є мінімальними. Проаналізовано динамічні характеристики ДПСС за допомогою АЧХ, ФЧХ і перехідної характеристики для заданих коефіцієнтів передачі струму. Доведено, що ширина смуги пропускання є максимально широкою і визначається граничною частотою підсилення транзистора.

Ключові слова: підсилювач струм-струм, струм, напруга, вхідний опір, вихідний опір, коефіцієнт передачі, похибка лінійності, передатна характеристика, двотактні підсилювачі постійного струму.

Вступ

Відомо [1], [2], що підсилювачі струмів у деяких випадках мають перевагу порівняно з підсилювачами напруги. Це пов'язано з тим, що значну частину паразитних параметрів інтегральних схем складають ємності. При цьому до уваги треба взяти те, що згідно з законами комутації напруга на ємності стрибком змінитися не може, водночас як струм через ємність може змінюватися стрибкоподібно. Таким чином, під час проектування електронних схем для різноманітних аналого-цифрових і цифро-аналогових пристроїв і систем слід орієнтуватися на принцип підсилення струмів. Для цього доцільно використовувати перетворювачі — підсилювачі струм-струм (ПСС). У свою чергу побудову таких ПСС треба реалізовувати на базі двотактних підсилювачів постійного струму (ДПСС).

Слід зазначити, що відомі схеми перетворювачів напруга-струм (ПНС) і струм-струм (ПСС) [3] із заземленим навантаженням побудовано на комбінаціях декількох операційних підсилювачів і перетворювальних вихідних переважно на польових транзисторах. Безумовно це ускладнює, як схемотехніку таких ПНС і ПСС, так і технологію їх виготовлення.

В останні роки мають місце спроби створення високолінійних ПНС і ПСС, побудованих винятково на біполярних транзисторах [4]—[8].

Основною проблемою у цьому плані є: з одного боку, мінімізація кількості обладнання, а з іншого — зменшення похибки лінійності передатної характеристики. Слід також додати, що специфічною особливістю струмових схем є можливість об'єднання їх виходів на паралельну роботу, а також комутацію вихідних сигналів за допомогою швидкодійних діодних ключових елементів.

Водночас необхідно зазначити, що в існуючих науково-технічних публікаціях міститься обмаль

Варіант дослідженої принципової схеми ПСС, побудованої на інтегральних біполярних транзисторах, показано на рис. 2.

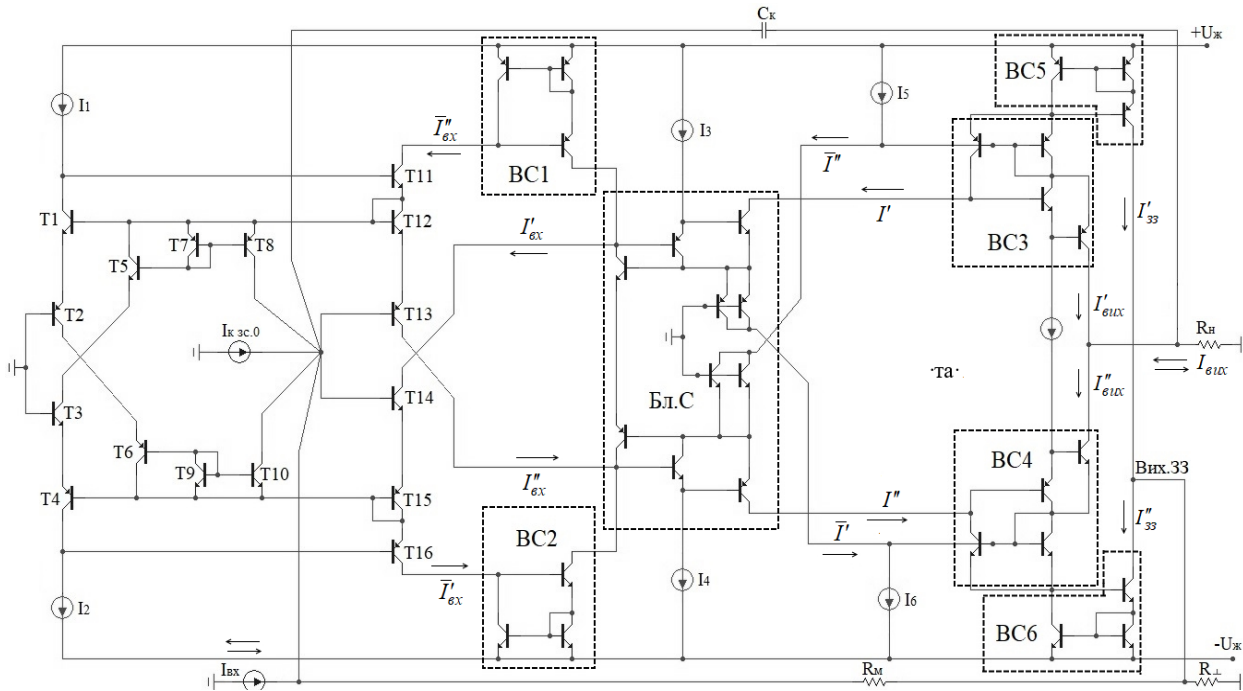


Рис. 2. Принципова схема ПСС на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням

Вона містить: вхідний двотактний каскад (Вх.Дк), відбивачі струму ВС1—ВС6, блок балансування-підсилювання струмів (Бл.С), генератори робочих струмів $I_1 - I_7$, генератор компенсації струму зсуву нуля $I_{к.зс.0}$, опір навантаження R_n , резистори контуру зворотного зв'язку R_{\perp} і R_m . Генератори $I_1 - I_7$ слугують для задання робочих точок транзисторних каскадів. Схему підключено до двох джерел напруг живлення $+U_{ж}$ і $-U_{ж}$. Вх.ДК побудовано на двох модернізованих відбивачах струму Уілсона.

В схемі транзистори Т2—Т3, разом з Т13—Т14 слугують для симетрування режимів постійного струму. Причому Т13—Т14 додатково виконують функції підсилення вхідного струму $I_{вх}$. Слід зауважити, що оскільки підсилювальні транзистори мають різний тип провідності, а саме р-п-п типу і п-р-п типу, відповідно, різні коефіцієнти підсилення струмів Т13 — р-п-р, а Т14 — п-р-п, то їх базові струми будуть різними, що призведе до істотної похибки вхідного струму зсуву нуля $I_{зс.0} = I_{б\ p-n-p} - I_{б\ p-n-p}$. Для зменшення цієї похибки використовують кола компенсації. Суть принципу компенсації така. Генератори робочих струмів I_1, I_2 підключено до Т1, Т4, емітери яких з'єднано з емітерами відповідно Т2 і Т3. При цьому колекторні струми $I_{к2} \approx I_{к3} \approx I_p$. Оскільки

колектори Т2 і Т3 підключено до емітерів Т5 і Т6, відповідно, то маємо рівності $I_{б5} = \frac{I_p}{\beta_{p-n-p}}$

$I_{б6} = \frac{I_p}{\beta_{p-n-p}}$. Через відбивачі струмів, побудованих на транзисторах Т7 і Т8, $I_{б5}, I_{б6}$ подаються на

вхід ПСС. Таким чином компенсаційний струм дорівнює $I_{к.зс.0} = I_{б5} - I_{б6}$. Водночас вхідний струм зсуву нуля визначається як $I_{зс.0} = I_{б13} - I_{б14}$. Отже, похибка компенсації $\Delta I_{к.зс.0} = I_{зс.0} - I_{к.зс.0} = I_{б5} - I_{б6} + I_{б13} - I_{б14}$.

Якщо припустити, що статичні характеристики п-р-п транзисторів і р-п-р транзисторів між собою мають ідентичні показники, то теоретично $\Delta I_{к.зс.0}$ може дорівнювати нулю. Водночас, відомо, що типові значення допусків для монолітних біполярних транзисторів дорівнюють 5 % [1]

Таким чином похибка компенсації $I_{зс.0}$ повинна бути не більше 5 %, тобто після компенсації вхідний струм зсуву нуля $I_{зс.0}$ має зменшитися не менше ніж у двадцять разів.

Схема ПСС працює таким чином. Вхідний струм $I_{\text{вх}}$ на вході (Вх) розгалужується на складові, значення яких обернено пропорційні вхідним опорам на базах транзисторів Т13, Т14. При цьому приріст колекторного струму Т14 дорівнює $I'_{\text{вх}} = \beta_{14} \cdot I_{\delta 14}$, а $I''_{\text{вх}} = \beta_{13} \cdot I_{\delta 13}$.

Значення складових колекторних струмів Т11 і Т16 приблизно аналогічні, тобто $\bar{I}'_{\text{вх}} \approx \beta_{14} \cdot I_{\delta 14}$, $\bar{I}''_{\text{вх}} \approx \beta_{13} \cdot I_{\delta 13}$.

Складові $\bar{I}'_{\text{вх}}$ і $\bar{I}''_{\text{вх}}$ через відбивачі відповідно ВС1 і ВС2 подаються на входи Бл.С. Сюди ж надходять складові $I'_{\text{вх}}$ і $I''_{\text{вх}}$. Механізми роботи різних варіантів Бл.С детально описано в [10]—[14].

Тому у статті на цьому зупинятися не будемо. Коефіцієнти передачі струму по кожному з виходів Бл.С будуть однаковими і визначаються співвідношенням

$$K_{\delta I} = h_{\text{ш}} \cdot \frac{(\beta' \cdot \beta'')^2}{\beta' \cdot \beta'' + \beta' \cdot \beta''},$$

де β' і β'' — малосигнальні коефіцієнти передачі відповідно р-п-р і п-р-п транзисторів; $h_{\text{ш}}$ — коефіцієнт шунтування передачі струму з виходів Вх.ДК на входи Вл.С, значення якого залежить від співвідношення колекторних опорів двонаправленого відбивача струмів і вхідних опорів підсилювальних каналів Бл.С.

З виходів Бл.С струми I' , I'' , \bar{I}' і \bar{I}'' подаються на входи ВС3 і ВС4, на виходах яких формується $I_{\text{вих}}$, що подається в $R_{\text{н}}$. На виходах ВС5 і ВС6 формуються струми I'_{33} і I''_{33} , які надходять до контуру зворотного зв'язку. Малосигнальний коефіцієнт передачі ПСС при розірваній петлі 33 доцільно дослідити за допомогою АЧХ, графік якої подано на рис. 3.

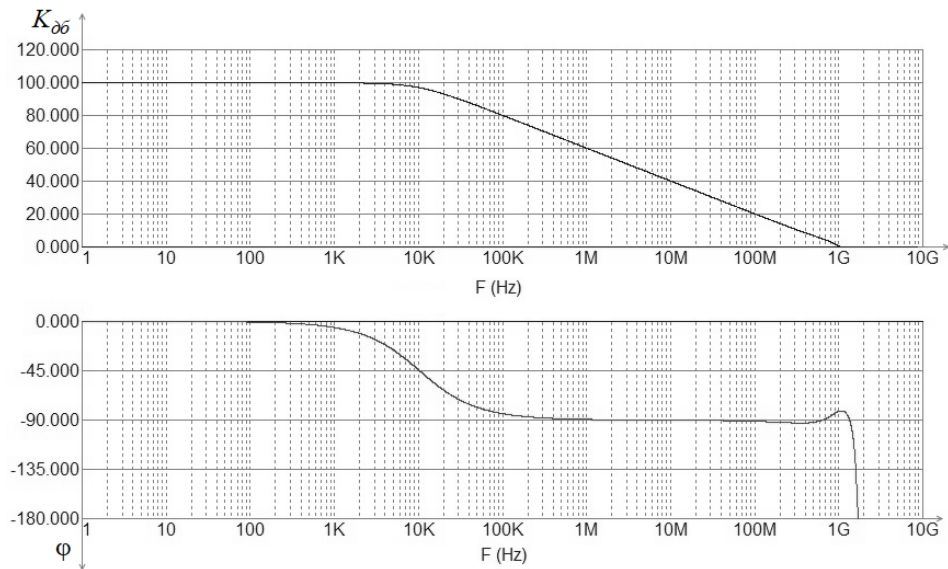


Рис. 3. Графіки скоригованих АЧХ і ФЧХ ДПСС

Слід звернути увагу на те, що АЧХ, починаючи з частоти 100 кГц, в діапазоні чотирьох декад вищих частот має постійний завал 20 децибел, що ототожнює пристрій з фільтром низької частоти першого порядку. Це дозволяє у разі замкненого контуру 33 задавати коефіцієнти передачі K_I зі значною кількістю значень в режимі стійкої роботи.

Слід зазначити, що точність функціонування ПСС із заданим значенням K_I залежить від глибини зворотного зв'язку αK , де α — коефіцієнт зворотної передачі струму з виходу схеми на вхід, значення якого залежать від відношення резисторів R_{\perp} і $R_{\text{м}}$, а саме:

$$\alpha \approx \frac{R_{\perp}}{R_{\perp} + R_{\text{м}}}.$$

У загальному вигляді маємо

$$K_I = \frac{K}{1 + \alpha K},$$

а, враховуючи, що $\alpha K \gg 1$, остаточно отримаємо

$$K_I \approx \frac{R_{\perp} + R_M}{R_{\perp}}. \quad (1)$$

Наявність в (1) приблизної рівності пов'язано з ненульовим вхідним опором $r_{\text{вх}}$, хоча наявність зворотного зв'язку і зменшує його значення в $(1 + \alpha K)$ разів.

Вихідний опір $r_{\text{вих}}$ повною мірою залежить від значення коефіцієнта передачі K_I . Максимальне значення вихідного опору має місце, коли $K_I = 1,0$. При цьому вихідна шина Вих.33 підключається без R_{\perp} до входу ПСС, а глибина зворотного зв'язку є найбільшою. За такої умови

$$r_{\text{вих}} \approx r_{0\text{вих}} \cdot \alpha_{33},$$

де r_0 — вихідний опір перетворювача при розірванні петлі зворотного зв'язку;

$$\alpha_{33} = \frac{r_{\text{вих.33}}}{r_{\text{вх}}},$$

де $r_{\text{вих.33}}$ — вихідний опір ВС на шині зворотного зв'язку, $r_{\text{вх}}$ — вхідний опір ПСС.

Слід зауважити, що якщо K_I збільшувати, наприклад від 1,0 до 20, то $r_{\text{вих}}$ зменшується незначно. За умови $K_I \geq 50$ ця тенденція посилюється.

Похибки лінійності $\delta I_{\text{л}}$ ПСС визначаються нелінійністю вольт-амперних характеристик транзисторів. Значення цих похибок, як і у традиційних підсилювачах постійного струму безпосередньо пов'язано з глибиною зворотного зв'язку. Водночас, відмінною особливістю пристрою, що розглядається, є можливість істотно (на порядок) зменшити $\delta I_{\text{л}}$ шляхом компенсації складових похибок, що виникають, як під час змінення вихідних струмів, так і напруги $U_{\text{вих.33}}$. Це пов'язано з тим, що ці складові в певних діапазонах робочих струмів мають протилежні знаки. Ключову роль при цьому відіграє значення R_{\perp} . Регулюючи його значення можна досягти мінімізації $\delta I_{\text{л}}$. Для дослідження кількісних значень статичних і динамічних характеристик ПСС використовувався інтегрований пакет програм схмотехнічного аналізу Micro-Cap 9 (12). Для побудови схеми застосовувалися малопотужні інтегральні транзистори n-p-n — NUHFARRY, p-n-p — PUHFARRY. Для забезпечення режимів робочих точок, значення струмів зміщення задавалися на рівні $I_p = 1$ міліампер, а напруг живлення $U_{\text{ж}} = \pm 10$ В. Отриманні результати зведено в таблицю.

Значення статичних і динамічних характеристик запропонованого ПСС

K_I	R_M , кОм	R_{\perp} , Ом	$I_{\text{зс.0}}$, нА	$r_{\text{вих}}$, ГОм	$\delta I_{\text{л}}$, 10^{-4} %
1	0,48	—	527	1,51	2
2	0,97	970	372	1,5	1,9
5	2,408	602	400	1,49	1,7
10	4,86	540	431	1,48	1,8
20	9,69	510	450	1,45	1,6
50	24,95	500	463	1,37	1,5
100	48,51	490	466	1,28	1,9
200	101,49	510	468	1,07	3
500	279,44	560	470	0,75	1,8

Слід зазначити, що задання K_I здійснювалося шляхом розрахунку R_M для вибраного резистора R_{\perp} , причому його значення підбиралося за умов мінімізації $\delta I_{\text{л}}$. Необхідно зазначити, що значення відносної похибки лінійності $\delta I_{\text{л}}$ для значної кількості вказаних K_I змінюється у досить вузьких межах від $1,5 \cdot 10^4$ % до $3 \cdot 10^4$ %. Водночас значення вихідного опору $r_{\text{вих}}$ у всьому діапазоні K_I варіюється всього від 1,51 ГОм до 0,75 ГОм. Ґрунтуючись на вищевказаному, зазначимо, що отримані статичні характеристики ПСС дозволяють рекомендувати їх для використання у

16-...18-розрядних АЦП і ЦАП, а також у багаторозрядних аналого-цифрових системах різноманітного призначення.

Щодо динамічних характеристик, то треба звернути увагу, що запропонований перетворювач побудовано на принципі підсилення і перетворення струмів, що дозволяє отримувати смугу пропускання аж до граничних частот біполярних транзисторів. Це зумовлено тим, що в такому ПСС відсутнє прикладення значних приростів напруги на керуючих переходах транзисторів за винятком вихідної шини, значення $\pm U_{\text{вих}}$ на якій визначається як рівнем $I_{\text{вих}}$, так і опором навантаження.

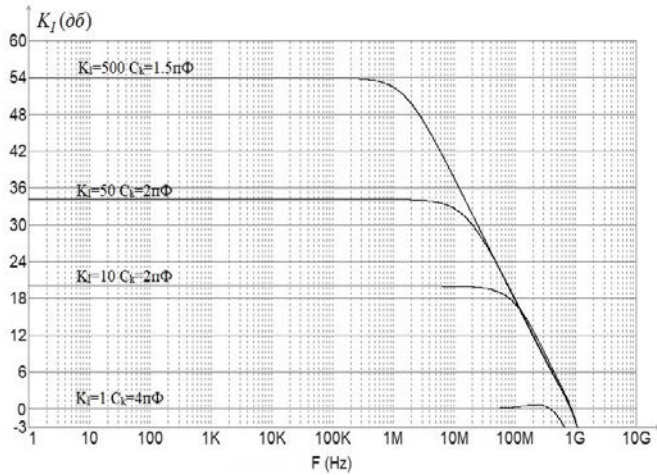


Рис. 4. Сім'я АЧХ для різних значень K_I

ні від 50 МГц до 400 МГц.

Дослідження $K_I = 10$, $C_k = 2$ пФ перехідної характеристики ускладнено деякою недосконалістю пакетів Місто-Сар [9]. Треба зазначити, що за зменшення тривалості імпульсу 300 нс, а фронтів менше 5 нс процес моделювання втрачає стійкість. До того ж, для підтримки його необхідно збільшувати C_k , що дещо погіршує реальні показники пристрою. Графіки перехідної характеристик для імпульсу тривалістю $t_i = 300$ нс і фронтами $t_{\phi}^+ = t_{\phi}^- = 5$ нс і $C_k = 5$ пФ зображені на рис. 5.

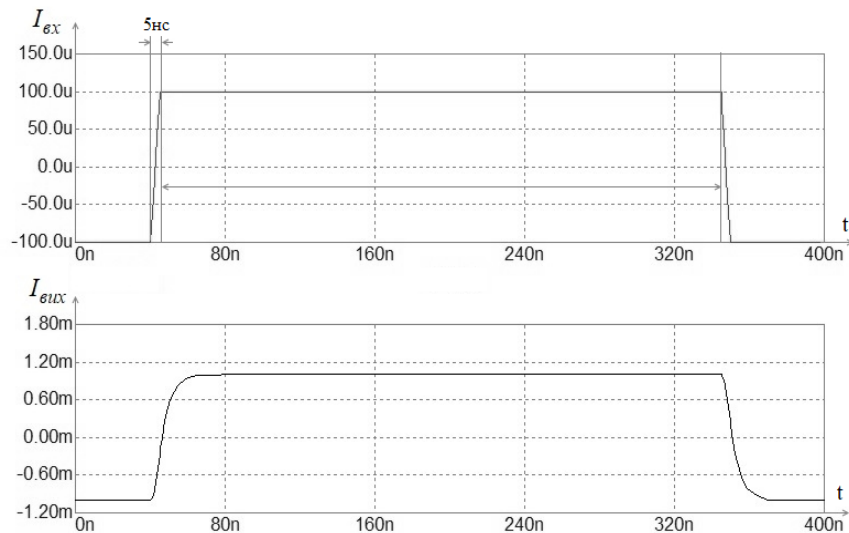


Рис. 5. Перехідна характеристика ДПСС за $K_I = 10$

Зазначимо, що фронти характеристик, отриманні в результаті моделювання, дещо завалені. Їх значення за $C_k < 5$ пФ повинні зменшитися.

У цілому треба зазначити, що динамічні характеристики запропонованих ДПСС є досить високими, особливо це стосується АЧХ зі смугою пропускання до 1 ГГц. Водночас застосування вдосконалених інтегральних транзисторів дозволить досягти кращих показників.

Висновки

1. Розглянуто функціональну і принципову схему перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням зі змінними коефіцієнтами передачі на базі двотактного підсилювача постійного струму, простішого за відомі;

2. Оцінено похибки лінійності і струми зсуву нуля ДПСС залежно від значення коефіцієнтів передачі, зокрема, $K_I = 1 \dots 500$. Показано, що похибки лінійності не перевищують 0,001 %, а струм зсуву — не більше 0,5 мкА. Це дає можливість використовувати ці пристрої у високочастотних електронних системах і пристроях;

3. Визначені оптимальні значення резистора налаштування, за яких похибки лінійності із заданими коефіцієнтами передачі є мінімальними;

4. Проаналізовано динамічні характеристики ДПСС за допомогою АЧХ, ФЧХ і перехідної характеристики для заданих коефіцієнтів передачі струму K_I . Доведено, що ширина смуги пропускання є максимально широкою і визначається граничною частотою підсилення транзистора.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] А. Б. Гребен, *Проектирование аналоговых интегральных схем*. Москва: Энергия, 1976, с 171-173, с 39, табл. 2.1.
- [2] Alan V. Grebene, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*, 2002, 912 с.
- [3] У. Титце, и К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*, Т. I-II, 12-е изд. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2007, с. 172-177.
- [4] О. Азаров, і Є. Генеральницький, «Високолінійний двотактний підсилювач-масштабатор струму на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 5, с. 55-61, 2019. <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2019-146-5-55-61>.
- [5] О. Азаров, і Є. Генеральницький, «Високолінійні балансні двотактні підсилювачі постійного струму із низкою похибкою зсуву нуля», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, vol. 47, № 1, с. 22-31, 2020. <https://doi.org/10.31649/1999-9941-2020-47-1-22-31>.
- [6] О. Азаров, і Є. Генеральницький, «Статичні і динамічні характеристики високолінійних двотактних буферів наруги на біполярних транзисторах», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 4, с. 89-97, 2020.
- [7] Азаров Олександр Дмитрович, Богомолов Сергій Віталійович, Генеральницький Євгеній Сергійович, «Двотактний підсилювач постійного струму», *Пат. на корисну модель 140843 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01)*, заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – № u201909171; заявл. 07.08.2019; опубл. 10.03.2020, бюл. № 5.
- [8] Азаров Олександр Дмитрович, Богомолов Сергій Віталійович, Генеральницький Євгеній Сергійович, «Буферний каскад», *Пат. на корисну модель 140841 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01)*; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т., № u201909166; заявл. 07.08.2019; опубл. 10.03.2020, бюл. № 5.
- [9] Oleksyi D. Azarov, Oleksandr G. Murashenko, Semen S. Katsiv, Konrad Gromaszek, Gali Duskazaev, and Olga Ussatova "Mathematical model of glitches in DAC with weight redundancy," *Proc. SPIE 11045, Optical Fibers and Their Applications* 2018, 1104511 (15 March 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2522403>.
- [10] О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, і Н. О. Біліченко, *Швидкодіючі двотактні підсилювачі постійного струму з балансним зворотним зв'язком*, моногр. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2016, 136 с.
- [11] О. Д. Азаров, і С. В. Богомолов, *Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем*, моногр. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013, 142 с.
- [12] О. Д. Азаров, і В. А. Гарнага, *Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються*, моногр. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011, 156 с.
- [13] О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, і В. А. Гарнага, *Високопродуктивні АЦП із ваговою надлишковістю зі змінними тривалостями тактів порозрядного кодування*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2012, 161 с.
- [14] И. П. Степаненко, *Основы теории транзисторов и транзисторных схем*, изд. 4-е, перераб. и доп. Москва: Энергия, 1977, 672 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 19.11.2020

Азаров Олександр Дмитрович — д-р. техн. наук, професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки;
Генеральницький Євгеній Сергійович — аспірант кафедри обчислювальної техніки, e-mail: gesvntu@gmail.com .

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

O. D. Azarov¹
Ye. S. Heneralnytskyi¹

Static and Dynamic Characteristics of Current-Current Converters Based on Push-Pull Amplifier

¹Vinnitsia National Technical University

In some cases, current amplifiers have an advantage over voltage amplifiers. This is due to the fact that a significant part of the parasitic parameters of integrated circuits are capacitances. In this case, it is necessary to take into account the fact that, according to the laws of switching, the voltage across the capacitor cannot change abruptly, while the current through the capacitor can change abruptly. Thus, when designing electronic circuits for various analog-digital and digital-analog accessories and systems, one should be guided by the principle of current amplification. For this, it is advisable to use converters — current-current amplifiers (CCA). Functional and schematic diagrams of a current-to-current converter with a grounded load with variable transmission coefficients based on a push-pull DC amplifier, the complexity of which is less known, are considered. The linearity errors and zero bias currents of the PPDA are estimated depending on the value of the transmission coefficients of a particular. It showed that the linearity errors do not exceed 0,001 %, and the bias current does not exceed 0,5 μ A. This makes it possible to use these devices in high-frequency electronic systems and devices. The optimal values of the tuning resistor are determined, at which the linearity errors at the given transmission ratios are minimal. The dynamic characteristics of the PPDA are analyzed using the frequency response, phase response and transient response for the given current transfer coefficients. It is proved that the bandwidth is as wide as possible and is determined by the limiting frequency of the transistor amplification.

Keywords: current-current amplifier, current, voltage, input impedance, output impedance, transfer ratio, linearity error, transfer characteristic, push-pull DC amplifiers.

Azarov Oleksii D. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Computer Science;
Heneralnytskyi Yevhenii S. — Post-Graduate Student of the Chair of Computer Science, e-mail: gesvntu@gmail.com

O. D. Azarov¹
E. S. Генеральницький¹

Статические и динамические характеристики преобразователей ток-ток на базе двухтактных усилителей тока

¹Винницкий национальный технический университет

Усилители токов в ряде случаев имеют преимущество по сравнению с усилителями напряжения. Это связано с тем, что значительную часть паразитных параметров интегральных схем составляют емкости. При этом во внимание надо взять то, что согласно законам коммутации напряжение на емкости скачком измениться не может, в то время как ток через емкость может изменяться скачкообразно. Таким образом, при проектировании электронных схем для различных аналого-цифровых и цифро-аналоговых устройств и систем следует ориентироваться на принцип усиления токов. Для этого целесообразно использовать преобразователи-усилители ток-ток (УТТ). Рассмотрены функциональная и принципиальная схемы преобразователя ток-ток с заземленной нагрузкой с переменными коэффициентами передачи на базе двухтактного усилителя постоянного тока, менее сложного, чем известные. Оценены погрешности линейности и токи смещения нуля ДУПТ в зависимости от значения коэффициентов передачи частотности. Показало, что погрешности линейности не превышают 0,001 %, а ток смещения не более 0,5 мкА. Это дает возможность использовать эти устройства в высокочастотных электронных системах и устройствах. Определены оптимальные значения резистора нагрузки, при которых погрешности линейности при заданных коэффициентах передачи минимальны. Проанализированы динамические характеристики ДУПТ с помощью АЧХ, ФЧХ и переходной характеристики для заданных коэффициентов передачи тока. Доказано, что ширина полосы пропускания максимально широкая и определяется предельной частотой усиления транзистора.

Ключевые слова: усилитель ток-ток, ток, напряжение, входное сопротивление, выходное сопротивление, коэффициент передачи, погрешность линейности, передаточная характеристика, двухтактные усилители постоянного тока.

Азаров Алексей Дмитриевич — д-р. техн. наук, профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники;

Генеральницький Евгений Сергеевич — аспирант кафедры вычислительной техники, e-mail: gesvntu@gmail.com