

О. Д. Азаров<sup>1</sup>  
Є. С. Генеральницький<sup>1</sup>

## ВИСОКОЛІНІЙНИЙ ДВОТАКТНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ-МАСШТАБАТОР СТРУМУ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ ІЗ ЗАЗЕМЛЕНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

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

Зазвичай переважна більшість електричних підсилювальних пристроїв побудована на базі підсилювачів напруги або струму з виходом по напрузі. Вони застосовуються як складові в АЦП і ЦАП, а також в інформаційно-вимірювальних та системах реєстрації, генераторах сигналів у системах прямого цифрового синтезу. Це пов'язано з добре відпрацьованою теорією й практикою проектування таких підсилювачів. Водночас у деяких випадках доцільніше мати операційні підсилювачі з виходом по струму, що можуть працювати із заземленим навантаженням. Використано методи структурної організації двотактних високочастотних балансних підсилювачів постійного струму, а також побудови масштабаторів струму із заданим коефіцієнтом передачі на біполярних транзисторах. Запропоновано побудову керованих генераторів струму із заземленим навантаженням здійснювати на основі двотактного підсилювача і відбивачів струму, включених у коло від'ємного зворотного зв'язку на біполярних транзисторах. Такий підхід є новим, практично не розглянутим у науково-технічній літературі, тому поставлена задача створення високочастотних двотактних підсилювачів-масштабаторів струму на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням є актуальною. Проаналізовано новий метод побудови керованих генераторів струм-струм, реалізованих на біполярних транзисторах, в якому від'ємний зворотний зв'язок базується на знятті по струму за допомогою відбивачів струму. Наведено математичні вирази для розрахунку коефіцієнта передачі струму, а також вихідного опору схеми на основі характеристик та малосигнальних моделей елементів. Отримано математичні вирази, що дозволяють задавати значення коефіцієнтів підсилення струму  $K_{ni}$  та визначити вихідний опір ППС. Здійснено комп'ютерне моделювання характеристик ППС, результати якого підтверджують можливість їх використання у високочастотних електронних схемах, зокрема у багаторозрядних ( $n = 16...20$  розрядів) АЦП і ЦАП.

**Ключові слова:** відбивач струму, струм, напруга, вихідний опір, коефіцієнт передачі, похибка лінійності, передатна характеристика, керовані генератори.

### Вступ

Традиційно переважну більшість електричних підсилювальних пристроїв побудовано на базі підсилювачів напруги або струму з виходом по напрузі [1]. Вони застосовуються як елементи в АЦП і ЦАП, а також в інформаційно-вимірювальних та системах реєстрації, генераторах сигналів у системах прямого цифрового синтезу [2] тощо. Це пов'язано з добре відпрацьованою теорією й практикою проектування таких підсилювачів. Водночас деяких випадках доцільніше мати операційні підсилювачі з виходом по струму, що можуть працювати із заземленим навантаженням.

**Актуальність.** Згадані вище сучасні пристрої та системи будують із застосуванням інтегральних схем. При цьому слід мати на увазі, що більшу частину паразитних параметрів цих схем становлять ємності [3], а напруга за другим законом комутації стрибком на ємності змінитися не може [4], тому швидкодія підсилювальних пристроїв може бути більшою, якщо всі операції над сигналами будуть виконуватися за допомогою підсилювачів струму, а не підсилювачів напруги. Відтак, для максимального використання частотних властивостей біполярних транзисторів, його слід застосувати як підсилювач струму. Керований генератор струму можна досить легко отримати на базі операційного підсилювача, включивши навантаження в коло зворотного зв'язку, але у цьому

випадку його не можна заземлити [5], що звужує його можливості. Водночас, у цих же джерелах розглянуто і керовані генератори струму із заземленим навантаженням, побудовані як на біполярних так і польових транзисторах, що ускладнює технологію їх виготовлення. При цьому слід додати, що принципи побудови таких схем передбачають спочатку формування певного значення напруги на входах операційних підсилювачів, а вже потім перетворення цієї напруги у струм за допомогою польових транзисторів [5]. Безумовно, це істотно обмежує їх швидкодію.

Автори пропонують побудову керованих генераторів струму із заземленим навантаженням здійснювати на основі двотактного підсилювача і відбивачів струму, включених у коло від'ємного зворотного зв'язку на біполярних транзисторах. Проте такий підхід є новим, практично не розглянутим у науково-технічній літературі, тому створення високолінійних двотактних підсилювачів масштабаторів струму на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням є актуальним.

*Мета досліджень* — запропонувати новий метод побудови високолінійних перетворювачів струм-струм (напруга-струм), які на відміну від існуючих базуються на біполярних відбивачах струму, який спрощує технологію виготовлення пристроїв у мікроелектронному виконанні.

*Задачі досліджень:*

- проаналізувати новий метод побудови керованих генераторів струм-струм із заземленим навантаженням, реалізованих на біполярних транзисторах, в якому від'ємний зворотний зв'язок реалізується за допомогою послідовного з'єднання;
- розглянути структурні й принципові схеми перетворювача струм-струм, що реалізує запропонований метод, в якій основними вузлами є двотактний балансний підсилювач з парафазними виходами та відбивачі струму у вихідному колі та колі зворотного зв'язку;
- навести математичні вирази для розрахунку коефіцієнта передачі струму, а також вихідного опору схеми на основі характеристик та малосигнальних моделей елементів;
- шляхом комп'ютерного моделювання для заданого коефіцієнта передачі струму оцінити похибку лінійності передатної характеристики перетворювача струм-струм та його малосигнальний вихідний опір.

### Розв'язання задач досліджень

Відомо [6], що вихідний опір підсилювальних пристроїв можна істотно збільшити, застосовуючи від'ємний зворотний зв'язок по струму, а зменшити вхідний опір цього ж пристрою — його паралельним уведенням. Структурну схему перетворювача струм-струм (ППС) показано на рис. 1.

Схема містить: двотактний балансний підсилювач постійного струму (ДППС) [7] з чотирма парафазними виходами. Два з цих виходів, якими течуть струми  $I'_{\text{вих}}$  і  $I''_{\text{вих}}$  умовно є прямими, а інші два, якими течуть струми  $\bar{I}'_{\text{вих}}$  і  $\bar{I}''_{\text{вих}}$  — інверсними. При цьому  $I'_{\text{вих}}$  і  $\bar{I}'_{\text{вих}}$  подаються на прямий та інверсний входи відбивача струму (BC2), а  $I''_{\text{вих}}$  і  $\bar{I}''_{\text{вих}}$  — відповідно, на входи BC3. Внутрішній вихід BC2 підключено до входу BC1, а внутрішній вихід BC3 до входу BC4. Виходи BC1 та BC2 об'єднано і підключено до кола зовнішнього зворотного зв'язку, зібраного на резисторах  $R_{\perp}$  і  $R_M$  та вхідної шини (вхід). Зовнішні виходи BC2 і BC3 об'єднано і підключено до вихідної шини (вих.) і резистора навантаження  $R_H$ .

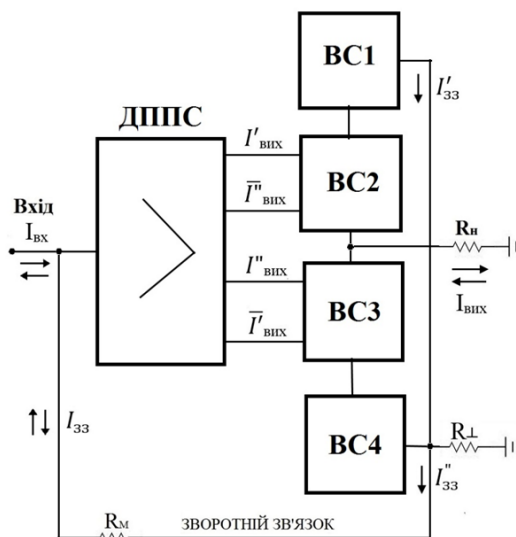


Рис. 1. Структурна схема ППС зі зворотним зв'язком по струму

рис. 2. показано спрощену принципову схему перетворювача масштабатора струм-струм зі зворотним зв'язком по струму.

Схема містить двотактний підсилювач струму з внутрішніми балансними зворотними зв'яз-

ками, а також блок формування вихідного струму та струму зворотного зв'язку.

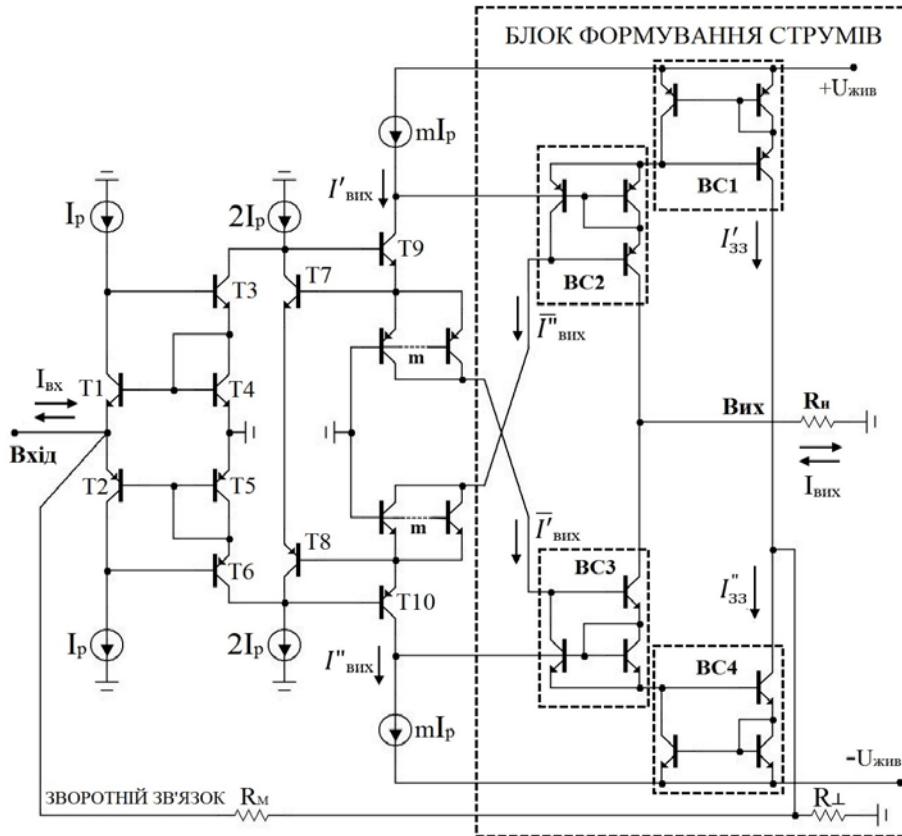


Рис. 2. Спрощена принципова схема ПСС зі зворотним зв'язком по струму

У ДППС застосовується двотактний принцип підсилення струмів, що забезпечує покращення лінійності передатної характеристики [8]. Він складається зі входного каскаду, зібраного на транзисторах Т1—Т6, а також балансиру з чотирма виходами, складеного на транзисторах Т7—Т10 двох груп з n-p-n і p-n-p транзисторів, що разом з Т7 і Т8 утворюють внутрішній балансний зворотний зв'язок. На виходах балансира формуються прямі  $I'_{\text{ВИХ}}$  і  $I''_{\text{ВИХ}}$  та інверсні струми  $\bar{I}'_{\text{ВИХ}}$  і  $\bar{I}''_{\text{ВИХ}}$ , які надходять на входи ВС блока формування струмів (БФС), зворотного зв'язку  $I'_{33}$ ,  $I''_{33}$ ,  $I_{33}$ , та вихідного струму  $I_{\text{ВИХ}}$ . Слід зазначити, що відбивачі струму ВС2 і ВС3, на виходах яких формується  $I_{\text{ВИХ}}$ , включено послідовно з ВС1 і ВС4, на виходах яких генерується струм зворотного зв'язку  $I_{33} = I'_{33} + I''_{33}$ , який в свою чергу подається на ділянку струму, зібраний на резисторах  $R_{\perp}$  і  $R_M$  (масштабний). Така конфігурація побудови БФС забезпечує організацію зворотного зв'язку зі зніманням з виходу по струму, паралельним уведенням по входу [6], що дозволяє істотно (на порядки) збільшити його вихідний опір.

Схема працює так. Припустимо  $I_{\text{ВХ}}$  подається на вхід ПСС, при цьому Т2 привідкривається, а Т1 прикривається. Відповідно, Т6 прикривається, а Т3 привідкривається. Це приводить до того, що  $I'_{\text{ВИХ}}$  і  $\bar{I}'_{\text{ВИХ}}$  зменшується, а  $I''_{\text{ВИХ}}$  і  $\bar{I}''_{\text{ВИХ}}$  збільшується, а вхідний струм на ВС3 збільшується, а на ВС2 зменшується. Таким чином різницевий струм у вигляді  $I_{\text{ВИХ}}$  надходить на вихід ПСС через резистор навантаження  $R_n$ . Якщо  $I_{\text{ВХ}}$  надходить зі входу, то Т1 привідкривається, а Т3 прикривається, відповідно, Т2 прикривається, а Т6 привідкривається. Вказані зміни приводять до того, що  $I_{\text{ВИХ}}$  змінює свій напрям. Слід зауважити, що вхідні струми відбивачів ВС1 і ВС4 фактично повторюють зміни струмів ВС2 і ВС3, тому значення  $I_{33} = I'_{33} + I''_{33}$  дорівнює  $I_{\text{ВИХ}}$  з певною похибкою, зокрема, похибкою лінійності  $\Delta I_{\text{Л}}$ .

Визначимо деякі показники ПСС, зокрема, малосигнальний коефіцієнт передачі струму  $K_{ni}$  зі входу на вихід у вигляді

$$K_{ni} = \frac{I_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВХ}}}.$$

Для його коректного оцінювання треба створити умови однонаправленості зворотного зв'язку,

принаймні виконання нерівності  $R_M > R_{вх}$ , де  $R_{вх}$  — максимальний вхідний опір ДППС. Ця характеристика визначається конфігурацією вхідного каскаду та параметрами його компонентів, зокрема, опорами емітерів Т2 і Т2, а також коефіцієнтами передачі струмів Т3 і Т6. При цьому в емітерних колах Т1 і Т2 має місце паралельне з'єднання  $R_{e1}$  і  $R_{e2}$  і відповідним опором

$$R_e^* = \frac{R_{e1} \cdot R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}},$$

де  $R_{e1} = \frac{\varphi_T}{I_{e1}}$ ,  $R_{e2} = \frac{\varphi_T}{I_{e2}}$  — малосигнальні емітерні опори;  $I_{e1}$ ,  $I_{e2}$  — значення емітерних струмів;

$\varphi = 26$  мВ — термопотенціал.

Оскільки у вхідному каскаді діє локальний від'ємний зв'язок по струму завдяки транзисторам Т3 і Т6 з відповідними коефіцієнтами передачі  $\beta_1$  і  $\beta_2$  то вхідний опір збільшується і має значення

$$R_{вх} = R_e^* \cdot 2 \frac{\beta_1 \cdot \beta_2}{\beta_1 + \beta_2}.$$

Тому  $R_m$  повинен бути більше  $2R_e^* \frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_1 + \beta_2}$ , якщо  $I_p = 1$  мА,  $R_{e1} = R_{e2} \approx 26$  Ом,  $\beta_1 \approx 100$ ,  $\beta_2 \approx 60$ , а

$R_{вх} \approx 1$  кОм.

$K_{ni}$  задається співвідношенням резисторів  $R_{\perp}$ ,  $R_m$  (масштаб) і  $R_{вх\ 33}$ .  $R_{вх\ 33}$  — вхідний опір ППС з урахуванням дії зворотного зв'язку, й оскільки за способом уведення він є паралельним, то це призводить до того, що  $R_{вх\ 33}$  значно менше  $R_{вх}$ , тому цей параметр можна не враховувати. Таким чином глибина зворотного зв'язку  $\varkappa$  дорівнює

$$\varkappa = \frac{R_{\perp} \parallel R_M}{R_M} = \frac{R_{\perp} \cdot R_M}{R_{\perp} + R_M} = \frac{R_{\perp}}{R_M + R_{\perp}}.$$

З теорії електричних схем відомо [6], що коефіцієнт передачі струму для цього випадку дорівнює

$$K_{ni} = \frac{K_i}{1 + \varkappa K_i},$$

де  $K_i$  — коефіцієнт підсилення струму ДППС у разі розірваної петлі зворотного зв'язку.

Враховуючи, що  $\varkappa K_i \gg 1$ , то остаточно маємо:

$$K_{ni} = \frac{R_M + R_{\perp}}{R_{\perp}}. \quad (1)$$

Тобто значення коефіцієнта підсилення ППС визначається співвідношенням  $R_{\perp}$  і  $R_m$ .

Малосигнальний вихідний опір схеми  $R_{вих}$  ППС, залежить як від вихідних опорів ВС2 і ВС3 так, і глибини зворотного зв'язку. Причому, оскільки струмовий зворотний зв'язок істотно збільшує вихідний опір [6], то відповідно маємо:

$$R_{вих} = \frac{R'_{вих} \cdot R''_{вих}}{R_{вих} + R_{вих}} (1 + \varkappa K_i), \quad (2)$$

де  $R'_{вих}$  і  $R''_{вих}$  — малосигнальні вихідні опори ВС2 і ВС3, значення яких, у свою чергу, залежать від колекторних опорів транзисторів і робочого струму  $I_p$ . Аналіз (2) показує, що збільшити  $R_{вих}$  можна збільшуючи  $K_i$  і зменшуючи рівень  $I_p$ . Водночас слід зауважити, що від значення  $I_p$  залежить похибка лінійності передатної характеристики ППС, але на практиці треба шукати компроміс між споживаною потужністю і параметрами точності схеми. Похибка лінійності визначається, як максимальна різниця  $\Delta I_{л.макс}$  між прямою, що з'єднує крайні точки А і Б діапазона  $+I_{вих\ макс}$  і  $-I_{вих\ макс}$  і функцією  $I_{вих} = K_{ni} \cdot I_{вх}$ , отриманою шляхом комп'ютерного моделювання.

Тут рівняння прямої задається як відношення  $Y = -\frac{B}{A}$  [9] за умови компенсації зсуву нуля на

графіку залежності  $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})$ , як показано на рис. 3.

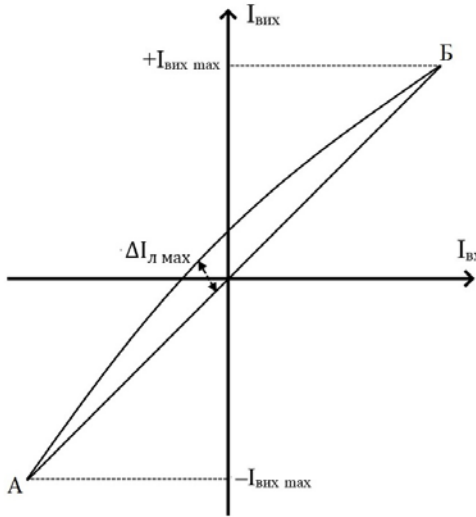


Рис. 3. Графік залежності  $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})$  за наявності нелінійності

наведено в таблиці.

Залежність характеристик ППС від  $K_{ni}$

$K_{ni}$	1	10	20	50	100
$R_m$ (кОм)	0	2,1	4,2	10,9	21,9
$\delta I_l$ (%)	$0,94 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	$61 \cdot 10^{-4}$	$984 \cdot 10^{-4}$	$52 \cdot 10^{-3}$
$R_{\text{вих}}$ (МОм)	201	1200	401	100	40

Отримані дані свідчать про те, що рівень  $\delta I_l$  залежить від  $K_{ni}$  є мінімальним для  $K_{ni} = 1,0$  і максимальним при збільшенні його до 100.

Вихідний опір збільшується з ростом  $K_{ni}$  і є максимальним у разі його збільшення до 10.

### Висновки

1. Запропоновано й проаналізовано новий метод побудови керованих генераторів струм-струм із заземленим навантаженням на біполярних транзисторах, що спрощує технологію реалізації.
2. Наведено схему перетворювачів струм-струм, що реалізує запропонований метод побудови ППС, в якому основними вузлами є ДППС і БФС. Це уніфікує підхід щодо їх проектування.
3. Отримано математичні вирази, що дозволяють задавати значення коефіцієнтів підсилення струму  $K_{ni}$  та визначити вихідний опір ППС.
4. Здійснено комп'ютерне моделювання характеристик ППС, результати якого підтверджують можливість їх використання у високоточних електронних схемах, зокрема у багаторозрядних ( $n = 16 \dots 20$ ) АЦП і ЦАП.

### СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Дж. Грэм, Дж. Тоби, и Л. Хьюлсман, *Проектирование и применение операционных усилителей*, В. Л. Левин, и И. М. Хейфец, пер. с англ., И. Н. Теплюк, Ред. Москва: Мир. Редакция литературы по новой технике, 1974.
- [2] Леонид Ридико, «DDS: прямой цифровой синтез частоты.» *Компоненты и технологии*, № 7, 2001. [Электронный ресурс]. Режим доступа: [http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001\\_07\\_50.pdf](http://kit-e.ru/assets/files/pdf/2001_07_50.pdf).
- [3] А. Б. Гребен, *Проектирование аналоговых интегральных схем*. Москва: Энергия, 1976, с. 171-174.
- [4] Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, и С. В. Страхов, *Основы теории цепей*. Москва: Энергия, 1975. 752 с.
- [5] У. Титце, и К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*, Т. I-II, 12-е изд. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2007.
- [6] И. П. Степаненко, *Основы теории транзисторов и транзисторных схем*, изд. 4-е, перераб. и доп. Москва: Энергия, 1977.

[7] О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, та В. А. Гарнага, «Двотактні підсилювачі постійного струму на базі двонаправлених відбивачів струму,» *Проблеми інформатизації та управління*, № 2 (34), с. 15-22, 2011.

[8] О. Д. Азаров, та С. В. Богомолов, *Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем*, монографія. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013, 142 с.

[9] И. Н. Бронштейн, и К. А. Семендяев, *Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов*, 13-е изд., испр. Москва: Наука, 1986, с. 113.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 18.10.2019

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

**Генеральницький Євгеній Сергійович** — аспірант кафедри обчислювальної техніки, e-mail: gesvntu@gmail.com .

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

**O. D. Azarov<sup>1</sup>**  
**Ye. S. Heneralnytskyi<sup>1</sup>**

## High Linearity Push-Pull Amplifier-Scaler Current on Bipolar Transistors with the Grounded Load

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

*Traditionally, the vast majority of electrical amplifying devices are based on voltage or current amplifiers with voltage output. They are used as elements in the ADC and DAC, as well as in information-measuring and recorded systems, signal generators in direct digital synthesis systems. This is due to the well-established theory and practice of designing such amplifiers. At the same time, in some cases it is more expedient to have operational amplifiers with current output, which can work with a grounded load. Mentioned modern devices and systems are built using integrated circuits. It should be born in mind that most of the parasitic parameters of these circuits are capacitances, and the voltage according to the second switching law cannot jump abruptly on the capacitance, then the speed of the amplifying devices can be greater if all operations on the signals are performed using current amplifiers rather than voltage amplifiers. Therefore, to maximize the use of the frequency properties of bipolar transistors, it should be used as a current amplifier. A controlled current generator can be quite easily obtained on the basis of an operational amplifier by including loads in the feedback circuit, but in this case it cannot be grounded, which narrows its capabilities. It is proposed that controlled current generators with a grounded load are to be constructed on the basis of a push-pull amplifier and current mirrors included in the negative feedback circle on bipolar transistors. However, this approach is new, almost not considered in the scientific and technical literature, therefore the topic of the article devoted to the creation of highly linear push-pull amplifiers — current scalars on bipolar transistors with a grounded load is relevant. A new method for constructing controlled current-to-current generators implemented on bipolar transistors is analyzed, in which negative feedback is based on the removal of current using current mirrors. Mathematical expressions are obtained that make it possible to set the values of current amplification factors and determine the output resistance of a DC amplifier. Computer simulation of the characteristics of a DC amplifier was carried out, the results of which confirm the possibility of their use in high-precision electronic circuits, in particular in multi-bit ( $n = 16...20$ ) ADCs and DACs.*

**Keywords:** current reflector, current, voltage, output resistance, transmission coefficient, linearity error, transfer characteristic, controlled generators.

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

**Heneralnytskyi Yevhenii S.** — Post-Graduate Student of the Chair of Computer Science, e-mail: gesvntu@gmail.com

О. Д. Азаров<sup>1</sup>  
Є. С. Генеральницький<sup>1</sup>

## Высоколинейный двухтактный усилитель-масштабатор тока на биполярных транзисторах с заземленной нагрузкой

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

Традиционно подавляющее большинство электрических усилительных устройств построено на базе усилителей напряжения или тока с выходом по напряжению. Они применяются как элементы в АЦП и ЦАП, а также в информационно-измерительных и регистрируемых системах, генераторах сигналов в системах прямого цифрового синтеза. Это связано с хорошо отработанной теорией и практикой проектирования таких усилителей. В то же время в ряде случаев целесообразнее иметь операционные усилители с выходом по току, которые могут работать с заземленной нагрузкой. Упомянутые современные устройства и системы строят с применением интегральных схем. При этом следует учитывать, что большую часть паразитных параметров этих схем представляют собой емкости, а напряжение, согласно второму закону коммутации, скачком на емкости измениться не может, поэтому быстродействие усилительных устройств может быть больше, если все операции над сигналами будут выполняться с помощью усилителей тока, а не усилителей напряжения. Следовательно, для максимального использования частотных свойств биполярных транзисторов, его следует применить как усилитель тока. Управляемый генератор тока можно достаточно легко получить на базе операционного усилителя, включив нагрузки в цепь обратной связи, но в этом случае его нельзя заземлить, что сужает его возможности. Предложено построение управляемых генераторов тока с заземленной нагрузкой осуществлять на основе двухтактного усилителя и токовых зеркал, включенных в цепь отрицательной обратной связи на биполярных транзисторах. Такой подход является новым, практически не рассмотренным в научно-технической литературе, поэтому тема статьи, посвященная созданию высоколинейных двухтактных усилителей масштабаторов тока на биполярных транзисторах с заземленной нагрузкой является актуальной. Проанализирован новый метод построения управляемых генераторов ток-ток, реализованных на биполярных транзисторах, в котором отрицательная обратная связь базируется на снятии по току с помощью токовых зеркал. Приведены математические выражения для расчета коэффициента передачи тока, а также выходного сопротивления схемы на основе характеристик и малосигнальных моделей элементов. Получены математические выражения, позволяющие задавать значения коэффициентов усиления тока  $K_{иi}$  и определить выходное сопротивление УПТ. Осуществлено компьютерное моделирование характеристик УПТ, результаты которого подтверждают возможность их использования в высокоточных электронных схемах, в частности в многоразрядных ( $n = 16...20$ ) АЦП и ЦАП.

**Ключевые слова:** отражатель тока, ток, напряжение, выходное сопротивление, коэффициент передачи, погрешность линейности, передаточная характеристика, управляемые генераторы.

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

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