

## КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.3

О. Д. Азаров , М. Р. Обертюх

ГЕНЕРАТОРИ ОДНАКОВИХ СТРУМІВ ІЗ ВИСОКИМИ  
ВИХІДНИМИ ОПОРАМИ ДЛЯ БАГАТОРОЗРЯДНИХ ЦАП

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

**Анотація.** У статті наведено принципи побудови генераторів однакових струмів із високими вихідними опорами для використання у багаторозрядних ЦАП. Розглянуто підходи щодо побудови генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП з первинними генераторами струмів, підключеними до вихідних каскадів за допомогою струмових дзеркал. Показано варіанти схем із використанням додаткового генератора струмів зміщення і з автозміщенням у вихідному каскаді генераторів однакових струмів. Проаналізовано джерела похибок, що виникають під час змінення вихідної напруги і впливають на вихідний опір генератора струму. Виведено аналітичні співвідношення для розрахунку значення вихідного опору. Проведено комп'ютерне моделювання цих генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП за допомогою інтегрального пакета програм для аналогового і цифрового моделювання електричних та електронних кіл MicroCap 11 і підтверджено адекватність виведених співвідношень. Розглянуто підходи щодо побудови генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП із первинними генераторами струмів, підключеними безпосередньо до вихідних каскадів. Наведено також варіанти цієї схеми з використанням додаткового генератора струмів зміщення і з автозміщенням у вихідному каскаді генераторів струмів. Проаналізовано джерела похибок, що виникають під час змінення вихідної напруги, і що впливають на вихідний опір генератора струму. Виведено аналітичні співвідношення для розрахунку значення вихідного опору і здійснено комп'ютерне моделювання цих генераторів однакових струмів за допомогою програми для моделювання електричних та електронних кіл і доведено коректність виведених співвідношень. Розглянуто варіанти побудови вказаних вище схем з надвеликим вихідним опором, для яких також виведено аналітичні співвідношення для розрахунку значення вихідного опору і проведено комп'ютерне моделювання за допомогою програми і також підтверджено справедливості виведених співвідношень. Виконано порівняння параметрів розглянутих генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП, оцінено їхні переваги й недоліки, надано рекомендації щодо їх використання.

**Ключові слова:** ЦАП, резистивні дільники, генератори розрядних струмів, вихідний опір.

**Аннотация.** В статье рассмотрены принципы построения генераторов одинаковых токов с высокими выходными сопротивлениями для использования в многоразрядных ЦАП. Рассмотрены подходы к построению генераторов одинаковых токов для многоразрядных ЦАП с первичными генераторами токов, подключенными к выходным каскадам посредством токовых зеркал. Показаны варианты схем с использованием дополнительного генератора токов смещения и с автосмещением в выходном каскаде генераторов одинаковых токов. Проанализированы источники погрешностей, возникающих при изменении выходного напряжения и влияющих на выходное сопротивление генератора тока. Выведены аналитические соотношения для расчета значения выходного сопротивления. Проведено компьютерное моделирование данных генераторов одинаковых токов для многоразрядных ЦАП с помощью интегрального пакета программ для аналогового и цифрового моделирования электрических и электронных цепей MicroCap 11 и подтверждена правильность выведенных соотношений. Рассмотрены подходы к построению генераторов одинаковых токов для многоразрядных ЦАП с первичными генераторами токов, подключенными к выходным каскадам напрямую. Также показаны варианты данной схемы с использованием дополнительного генератора токов смещения и с автосмещением в выходном каскаде генераторов токов. Проанализированы источники погрешностей, возникающих при изменении выходного напряжения и влияющих на выходное сопротивление генератора тока. Выведены аналитические соотношения для расчета значения выходного сопротивления и проведено компьютерное моделирование данных генераторов одинаковых токов с помощью программы для моделирования электрических и электронных цепей и подтверждена правильность выведенных соотношений. Рассмотрены модификации вышеперечисленных схем с особо большим выходным сопротивлением, для которых также выведены аналитические соотношения для расчета значения выходного сопротивления и проведено компьютерное моделирование с помощью программы и также подтверждена правильность выведенных соотношений. Выполнено сравнение параметров рассмотренных генераторов одинаковых токов для многоразрядных ЦАП, оценены их достоинства и недостатки, представлены рекомендации по их использованию.

**Ключевые слова:** ЦАП, резистивные делители, генераторы разрядных токов, выходное сопротивление.

**Abstract.** The article discusses the principles of construction of generators of the identical currents with high output resistances for use in multi-bit DACs. Approaches to the construction of generators of the identical currents for multi-bit DACs with primary current generators connected to the output stages by means of current mirrors are considered. Variants of circuits using an additional generator of bias currents and with auto bias in the output stage of generators of the identical currents are shown. The sources of errors that occur when the output voltage changes and affect the output resistance of the current generator are analyzed. Analytical relations are derived for calculating the output resistance value. Computer simulation of identical current generators for multi-bit DACs was carried out using the integrated software package for analog and digital simulation of electrical and electronic circuits MicroCap 11 and the correctness of the derived relations was confirmed. The approaches to the construction of generators of the identical currents for multi-bit DACs with primary current generators connected directly to the output stages are considered. Variants of this scheme using an additional bias current generator and with auto-bias in the output stage of current generators are also shown. The sources of errors that occur when the output voltage changes and affect the output resistance of the current generator are analyzed. Analytical relationships are derived for calculating the output impedance values and computer simulation of generators of identical currents is carried out using a program for modeling electrical and electronic circuits and the correctness of the derived relationships is confirmed. Modifications of the above mentioned schemes with extremely large output impedance are considered. For these schemes analytical relationships for calculating the output impedance values are also derived and computer simulation is carried out and the correctness of the derived relationships is also confirmed. The parameters of the considered generators of the identical currents for multi-digit DACs are compared, their advantages and disadvantages are evaluated, and recommendations for their use are provided.

**Key words:** DAC, resistor ladders, digit current generators, output impedance.

**DOI:** <https://doi.org/10.31649/1999-9941-2019-46-3-28-38>.

## Вступ

Одним з основних способів реалізації цифро-аналогових перетворювачів є побудова їх на базі резистивних матричних дільників. Останні можуть виступати як дільники напруги або використовуватися для формування зважених струмів, що потім підсумовуються [1, стор. 106-112, 2, стор. 115-121, 3, стор. 56-68, 4, стор. 190-198]. Також можливо при використанні драбинкових резистивних матриць подавати однакові струми в різні вузли матриць з отриманням вихідного сигналу у вигляді струму або напруги [1, стор. 113, 2, стор. 122, 5, стор. 149]. Цю статтю присвячено розгляду способів побудови генераторів однакових струмів, що мають високий вихідний опір і можуть використовуватися для проектування подібних ЦАП.

## Актуальність

Резистивні матриці у складі ЦАП можуть застосовуватися з використанням струмових ключів або ключів напруги. В останньому випадку до певних вузлів решітки підключається або рівень землі, або опорна напруга, тобто ключі повинні забезпечувати перемикання між цими рівнями напруги. Це накладає певні вимоги до ключових елементів і зменшує швидкодію схеми в силу необхідності заряджання паразитних ємностей в ключах до цих рівнів напруги [2, стор. 115-117, 4, стор. 191-192]. Струмові ключі ж забезпечують перемикання між майже еквіпотенціальними точками, тому менш потужні і більш швидкодіючі. Резистивні решітки можуть використовуватися для формування набору зважених струмів, які потім підсумовуються. У цьому випадку можуть застосовуватися набори зважених резисторів. Хоча такі схеми найпростіші, але співвідношення номіналів резисторів в них становить  $1:2i$ , де  $i$  - число розрядів, і при великому  $i$  їх складно, а то й неможливо виконати в рамках одного технологічного процесу і складно забезпечити необхідну точність [1, стор. 106-108]. Цю проблему вирішує використання матриць драбинкового типу  $R-\alpha R(R-2R)$  [6, стор. 129-136, 7, стор. 21-26] ( $\alpha$  – основа надлишкової позиційної системи числення), але і в першому і в другому вищевказаних випадках співвідношення струмів, що протікають через напівпровідникові елементи генераторів розрядних струмів становить ті ж  $1:2i$ , що вносить додаткові похибки і створює складності з їх компенсацією (потребує використання багатоємітерних транзисторів з співвідношенням площ емітерів в ті ж  $1:2i$ ) [2, стор. 120-121]. Також резистивні решітки типу  $R-\alpha R(R-2R)$  можуть використовуватися як дільники струму, коли однакові струми подаються в різні вузли матриці, з формуванням на виході матриці результуючого струму або напруги. Оскільки значення струмів однакові, то можна домогтися істотного зниження похибок [5, стор. 149]. Але все ж в процесі роботи потенціали в вузлах решітки змінюються. Ці потенціали пропорційні номіналах резисторів матриці, і оскільки номінали резисторів неможливо зробити як завгодно малими [3, стор. 68-70, 8, стор. 66-73, 9, стор. 135-155], а генератори розрядних струмів мають кінцевий вихідний опір, то залежно від потенціалів вузлів матриці виникає похибка значень розрядних струмів, що істотно обмежує точність і розрядність ЦАП, що будуються на подібних принципах в наслідок порушення принципу суперпозиції. Тому збільшення вихідного опору генераторів однакових струмів, що застосовуються в подібних схемах є актуальним завданням, оскільки здатне зменшити похибки значень цих самих струмів і збільшити точність і розрядність вищевказаних ЦАП.

## Мета

Розглянути схемні методи побудови генераторів однакових струмів з високим вихідним опором для багаторозрядних ЦАП, які дозволять підвищити точність і розрядність останніх.

## Задачі досліджень

1. Розглянути запропоновані методи побудови генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП із первинними генераторами струмів, підключеними до вихідних каскадів за допомогою струмових дзеркал.
2. Проаналізувати схеми генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП з первинними генераторами струмів, підключеними безпосередньо до вихідних каскадів.
3. Порівняти параметри запропонованих генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП і надання рекомендацій щодо їх використання.

## Розв'язання задач досліджень

Високим вихідним опором генератора струму на біполярних транзисторах будемо вважати таке його значення, що задовольняє умові  $r_{ВИХ} \gg r_k$ , де  $r_k$  - вихідний диференціальний опір транзистора в схемі з ЗБ. Базова схема багаторозрядного ЦАП із використанням генераторів однакових струмів, узагальнена на випадок використання у вхідному цифровому коді надлишкової системи числення з основою  $\alpha$  представлена на рисунку 1 [6, стор. 129-136, 7, стр.26].

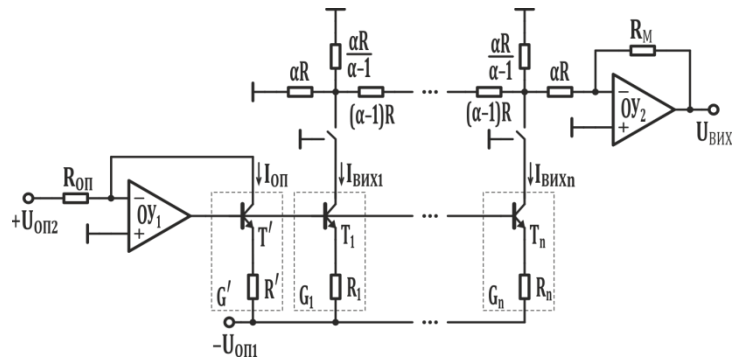


Рисунок 1 – Базова схема ЦАП з ваговою надлишковістю з генераторами однакових струмів і матрицею драбинкового типу

Схема включає в себе  $n + 1$  генераторів струмів  $G', G_1, \dots, G_n$ , де  $n$  – число розрядів ЦАП. Виходи генераторів  $G_1, \dots, G_n$  за допомогою керованих цифровим кодом ключів підключаються або до землі, або до вузлів резистивної решітки типу  $R-\alpha R(R-2R)$ , сумарний вихідний сигнал формується на виході операційного підсилювача  $OY_2$ . Вихідний струм генератора  $G'$  примусово задається за допомогою  $OY_1$ , оскільки  $R' = R_1 = \dots = R_n$ , то:

$$I_{ВИХ1} = \dots = I_{ВИХn} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{U_{Б(Т)} - U_{be} - U_{ОП2}}{R_i} = I'_{ВИХ} = \frac{U_{ОП2}}{R_{ОП}},$$

де  $U_{Б(Т)}$  - напруга на виході  $OY_1$  (базах транзисторів  $T_i$ ),  $U_{be}$  - напруга переходу емітер-база транзисторів,  $\beta$  - коефіцієнт підсилення базового струму транзистора [10, стор. 178-181, 11, стор. 106-108],  $U_{ОП1}, U_{ОП2}$  - опорні напруги,  $R_{ОП}$  - опорний резистор, що задає  $I_{ОП}$ . Недоліком подібних найпростіших генераторів струмів є їх низький вихідний опір, тому що в процесі роботи ЦАП потенціали в вузлах резистивної решітки і відповідно напруги на колекторах  $T_1, \dots, T_n$  будуть змінюватися, внаслідок чого будуть змінюватися вихідні струми генераторів і з'являться похибка ваг розрядів, що порушує принцип суперпозиції й обмежує точність ЦАП. Вихідний опір  $r_{ВИХ}$  вищеописаного найпростішого генератора струму можна вивести з таких співвідношень:

$$di = \frac{du}{r_k} + \frac{h_{12} \cdot du}{R_i}, \quad h_{12} = \frac{r_e}{r_k} \cdot \beta \Rightarrow r_{вих} = \frac{du}{di} = \frac{R_i \cdot r_k}{R_i + r_k \cdot h_{12}} = r_k / \left( 1 + \frac{r_e \cdot \beta}{R_i} \right), \quad (1)$$

де  $du, di$  – прирости вихідного струму і напруги,  $h_{12}$  - коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі транзистора в схемі із ЗБ,  $r_k, r_e$  - вихідний і вхідний диференціальний опір транзистора в схемі з ЗБ. Якщо прийняти  $I_i = 1\text{mA}$ ,  $R_i = 1,2\text{k}\Omega$  і використовувати параметри моделі інтегрального транзистора NUNHARRY [12], то  $r_{ВИХ} \approx 0,355 \cdot r_k = 1,78\text{M}\Omega$ .

Обчислимо максимальну похибку значення вихідного струму, що виникає через обмеженість вихідного опору генераторів струму. Для цього скористаємося методикою, описаною у [2, стор.118]. Обчислимо струми, що протікають у схемі за умови, що включено лише один розряд, а сумарний струм обчислимо як суперпозицію цих струмів:

$$\Delta I_{\Sigma} = \frac{1}{\alpha + 1} \cdot \sum_{j=0}^{n-1} \left( \frac{1}{\alpha^j} \cdot \frac{\alpha \cdot R}{\alpha - 1} \cdot \frac{1}{r_k} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \left( \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \cdot \frac{a_i \cdot I}{\alpha^{|i-j|}} \right) \right) = \frac{\alpha}{(\alpha + 1)^2} \cdot \frac{R}{r_k} \cdot \sum_{j=0}^{n-1} \left( \frac{1}{\alpha^j} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i \cdot I}{\alpha^{|i-j|}} \right),$$

для  $\alpha = 2$  (двійкова система числення) і  $a_1 = \dots = a_n = 1$  (найгірший випадок, всі розряди включені),  $\Delta I_{\Sigma} \approx 0,5 \cdot I \cdot (R / r_k)$ , вага молодшого буде дорівнює  $I_{МЗР} = I / (3 \cdot 2^{n-1})$ . Опір резистивного шару згідно [8, стр.66-73, 9, стор. 135-155] для дифузійних резисторів становить  $60\text{-}250\Omega/\square$ , для тонкоплівкових  $40\text{-}4000\Omega/\square$ , що дозволяє створювати резистори номіналами  $10^1\text{-}10^6\Omega$ . З літературних джерел відомо [3, стор. 68], [2, стор.165, 190, 5, стор. 148] що в ЦАП подібного типу використовуються резистори

номіналами  $10^1\text{-}10^3\text{Ом}$ , прийємо базовий номінал  $R = 100\text{Ом}$ . Обчислимо досягну розрядність ЦАП ( $n$ ) з умови  $\Delta I_{\Sigma} < 0,5 \cdot I_{M3P}$ :

$$n = \log_2 \frac{2 \cdot r_k}{3 \cdot R} \approx 1,44 \cdot \ln(r_k) - 7,23 \quad (2)$$

Для схеми, зображеної на рисунку 1, з урахуванням зазначених вище значень для  $R$  і  $r_k$  маємо  $n \approx 13,5$ .

Для збільшення вихідного опору генераторів однакових розрядних струмів пропонуються варіанти їх побудови, показані на рисунку 2. Розглянемо тільки схеми власне генераторів струмів для ЦАП. Схему генераторів струмів з додатковим генератором струмів зміщення наведено на рисунку 2а.

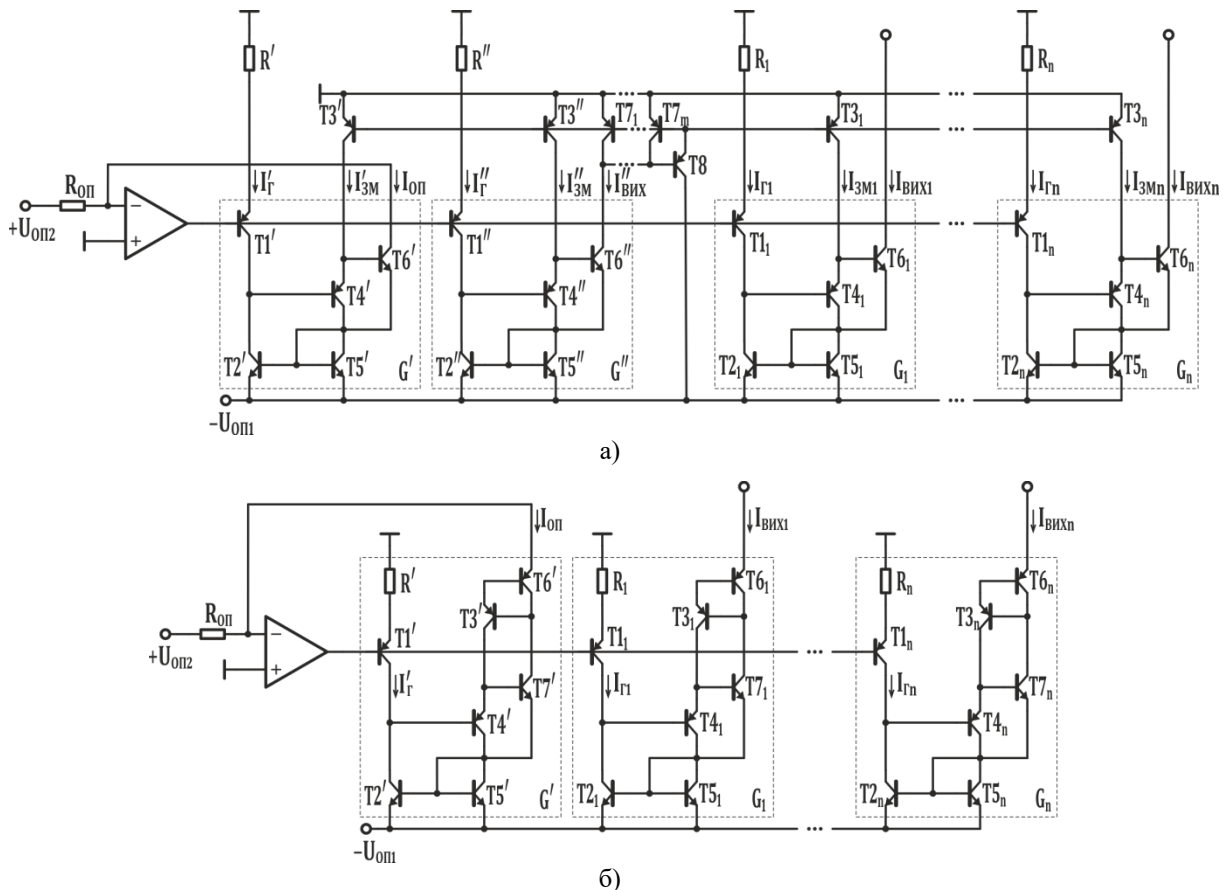


Рисунок 2 – Схеми генераторів однакових струмів: а) з додатковим генератором струмів зміщення; б) з автозміщенням

Схема включає в себе  $n + 2$  генераторів струмів  $G', G'', G_1, \dots, G_n$ . Розрядні струми формуються на виходах генераторів  $G_1, \dots, G_n$ . За допомогою примусового завдання вихідного струму генератора  $G'$  ( $I_{оп} = U_{оп1} / R_{оп}$ ) формується напруга на базі  $T1'$  і відповідно базам  $T1_i$  на виходах інших генераторів  $G_i$ ; також задаються струми  $I_{ВИХi} = I_{оп}$ . Генератор  $G''$  і струмове дзеркало на транзисторах  $T3_i, T7_1 \dots T7_m, T8$ , формує струми зміщення  $I_{ЗМi}$ , які поступають в емітери  $T4_i$ ,  $I_{ЗМi} = I''_{ВИХ} / m$ , де  $m$  - число транзисторів  $T7$ . Транзистори  $T1_i$  і резистори  $R_i$  утворюють первинні генератори аналогічно схемі на рисунку 1 з вихідними струмами  $I_{Гi}$ . Дані струми підключаються до вихідних каскадів генераторів через струмові дзеркала на транзисторах  $T2_i$  і  $T5_i$ . Наведемо реакцію окремого генератора на зміну вихідної напруги і визначимо його вихідний опір. Вихідний струм генератора формується в колекторі транзистора  $T6$ . Нехай вихідна напруга окремого генератора ( $U_{КБ(T6)}$ ) збільшиться на  $du$ , тоді струм бази  $T6$  ( $I_{Б(T6)}$ ) зменшиться, а струм колектора  $T6$  ( $I_{К(T6)}$ ) збільшиться на  $du/r_{к(T6)}$ . Як наслідок струми  $I_{К(T4)}$  і  $I_{Е(T4)}$  збільшаться, а струми  $I_{Е(T6)}$ ,  $I_{К(T6)}$  зменшаться на  $du/r_{к(T6)}$ , тобто в першому наближенні зміна вихідного струму ( $I_{К(T6)}$ ) внаслідок зміни вихідної напруги компенсується. З огляду на те, що  $I_{Е(T5)} = I_{Е(T2)} + I_{А3}$ , де  $I_{А3}$  - струм асиметрії дзеркала (за рахунок того, що напруги БК  $T2$  і  $T5$  нерівні)  $I_{Е(T2)} = I_{Г} + I_{Б(T4)} + I_{Б(T2)}$  можна записати:

$$I_{ВІХ} = I_{Б(T4)} - I_{ЗМ} + I_{Б(T2)} + I_{Е(T5)} \Rightarrow I_{ВІХ} = I_{Б(T4)} - I_{ЗМ} + I_{Б(T2)} + I_{Г} + I_{Б(T4)} + I_{Б(T2)} + I_{АЗ}$$

$$\Delta I_{ВІХ} = 2 \cdot \Delta I_{Б(T4)} + \Delta I_{Г} - \Delta I_{ЗМ} + \Delta I_{АЗ}. \quad (3)$$

При цьому джерелами похибок будуть:

1. Збільшення струму бази транзистора Т4 і на  $(du/r_{k(T6)} + du/(\beta_{T6} \cdot r_{k(T6)}))/\beta_{T4}$ .
2. Збільшення напруги на переході БЕ Т4 на  $r_{e(T4)} \cdot (du/r_{k(T6)})$ .
3. Як наслідок п.2 зменшення напруги на переході БК Т3 і зменшення струму  $I_{ЗМ} = I_{К(T3)}$ .
4. Зменшення напруги на переході БЕ Т6 на  $r_{e(T6)} \cdot (du/r_{k(T6)}) + h_{12(T6)} \cdot du$ .
5. Як наслідок п.2 і п.4 зменшення напруги на переході БК Т4 і збільшення  $I_{Б(T4)}$ , збільшення напруги на переході БК Т1 і збільшення  $I_{К(T1)}$ . Зменшення напруги на переході БК Т2 і збільшення  $I_{АЗ}$  (оскільки напруга БК Т2 зменшується, струм емітера Т5 повинен ставати менше по відношенню до струму емітера Т5).

В результаті вираз (3) можна переписати у вигляді:

$$di = \frac{2}{\beta_{(T4)}} \cdot \left( \frac{du}{r_{k(T6)}} + \frac{du}{r_{k(T6)} \cdot \beta_{(T6)}} \right) - \frac{1}{r_{k(T3)}^*} \cdot \left( r_{e(T6)} \cdot \frac{du}{r_{k(T6)}} + h_{12(T6)} \cdot du \right) +$$

$$+ \left( \frac{1}{r_{k(T2)}^*} + \frac{1}{r_{k(T1)}} + \frac{2}{r_{k(T4)}} \right) \cdot \left( \left( r_{e(T4)} + r_{e(T6)} \right) \cdot \frac{du}{r_{k(T6)}} + h_{12(T6)} \cdot du \right)$$

$$r_{вих} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{2 - r_e \cdot \beta_2 \cdot \beta_1 \cdot \left( \frac{\beta_2}{m \cdot r_{k2}} - \beta_1 \cdot \frac{m+1}{m \cdot r_{k1}} \right)}$$

де  $r_{k1}^*$ ,  $r_{k2}^*$  - вихідний диференційний опір *npn* і *pnp* транзисторів у схемі із ЗЕ,  $r_{k1}$ ,  $r_{k2}$  - вихідний диференційний опір *npn* і *pnp* транзисторів у схемі із ЗБ,  $\beta_1$  і  $\beta_2$  - коефіцієнти підсилення базового струму *npn* і *pnp* транзисторів.

Якщо прийняти  $I_i = 1\text{мА}$ ,  $R_i = 1,2\text{кОм}$  і використовувати параметри моделі транзисторів NUNFARRY і PUNFARRY [12], то  $r_{ВІХ} \approx 68,0\text{МОм}$ . Водночас моделювання цієї схеми в програмі MicroCap 11 з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{ВІХ} \approx 65,9\text{МОм}$ . Відповідно до формули (2) досяжна розрядність ЦАП –  $n \approx 18$ .

Іншим варіантом подібної схеми генераторів струмів, наведеним на рисунку 2б, є схема з автозміщенням.

У ній відсутній генератор G" і струмове дзеркало, які слугували для формування струмів зміщення. Вихідний струм генератора ( $I_{ВІХ}$ ) - струм емітера транзистора Т6, зміна напруги на виході генератора буде дорівнює зміні напруг на переходах БК Т3 і Т7. Струм зміщення  $I_{ЗМ}$ , що надходить в емітер Т4 формується за допомогою транзисторів Т3 і Т6 і дорівнює:

$$I_{ЗМ} = I_{К(T3)} - I_{Б(T7)} \approx I_{ВІХ} \cdot (1/\beta_{T6} - 1/\beta_{T7}).$$

При збільшенні вихідної напруги на  $du$  струм бази Т3 зменшиться, а колектора Т6 збільшиться на  $du/r_{k(T3)}$ . Як наслідок (аналогічно наведеним для першої схеми міркуванням) струми  $I_{К(T4)}$  і  $I_{Е(T4)}$  збільшаться, а струми  $I_{Е(T7)}$ ,  $I_{К(T7)}$  і  $I_{К(T6)}$  зменшаться на  $du/r_{k(T3)}$ . Таким чином в першому наближенні зміна вихідного струму внаслідок зміни струму через транзистор Т3 також компенсується. Компенсація зміни струму через Т7 описується аналогічно попередньої схеми. Вираз (3) набуде вигляду:

$$I_{ВІХ} = I_{Б(T4)} + I_{Б(T2)} + I_{Е(T5)} \Rightarrow I_{ВІХ} = I_{Б(T4)} + I_{Б(T2)} + I_{Г} + I_{Б(T4)} + I_{Б(T2)} + I_{АЗ}$$

$$\Delta I_{ВІХ} = 2 \cdot \Delta I_{Б(T4)} + \Delta I_{Г} + \Delta I_{АЗ}, \quad (4)$$

і джерелами похибок будуть:

1. Збільшення струму бази транзистора Т4 і на  $(du/r_{k(T7)} + du/r_{k(T3)} + du/(\beta_{T7} \cdot r_{k(T7)}))/\beta_{T4}$ .
2. Збільшення напруги на переході БЕ Т4 на  $r_{e(T4)} \cdot (du/r_{k(T7)} + du/r_{k(T3)})$ .
3. Зменшення напруги на переході БЕ Т7 на  $r_{e(T7)} \cdot (du/r_{k(T7)} + du/r_{k(T3)}) + h_{12(T7)} \cdot du$ .

4. Як наслідок п.2 і п.3 зменшення напруги на переході БК Т4 і збільшення  $I_{B(T4)}$ , збільшення напруги на переході БК Т1 і збільшення  $I_{K(T1)}$ , зменшення напруги на переході БК Т2 і збільшення  $I_{A3}$ .

В результаті вираз (4) можна переписати у вигляді:

$$di = \frac{2}{\beta_{(T4)}} \cdot \left( \frac{du}{r_{k(T7)}} + \frac{du}{r_{k(T3)}} + \frac{du}{r_{k(T7)} \cdot \beta_{(T7)}} \right) + \left( \frac{1}{r_{k(T2)}^*} + \frac{1}{r_{k(T1)}} + \frac{2}{r_{k(T4)}} \right) \cdot \left( (r_{e(T4)} + r_{e(T7)}) \cdot \left( \frac{du}{r_{k(T7)}} + \frac{du}{r_{k(T3)}} \right) + h_{12(T7)} \cdot du \right)$$

$$r_{eux} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{2 \cdot \left( 1 + \frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{r_{k1}}{r_{k2}} \right) + r_e \cdot \frac{\beta_2 \cdot \beta_1^3}{\beta_1 - \beta_2} \cdot \frac{1}{r_{k1}}}$$

Якщо прийняти  $I_i = 1\text{мА}$ ,  $R_i = 1.2\text{кОм}$  і використовувати параметри моделі транзисторів NUNFARRY і PUNFARRY [12], то  $r_{BIX} \approx 39.62\text{МОм}$ , моделювання цієї схеми в програмі MicroCap 11 з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{BIX} \approx 39.44\text{МОм}$ . Відповідно до формули (2) у цьому випадку досяжна розрядність ЦАП  $n \approx 18$ .

Також можна запропонувати варіанти побудови генераторів однакових розрядних струмів з підключенням первинних генераторів до вихідного каскаду без допомоги струмових дзеркал, як показано на рис. 3. Схема генераторів струмів з окремим генератором струмів зміщення приведена на рис. 3а.

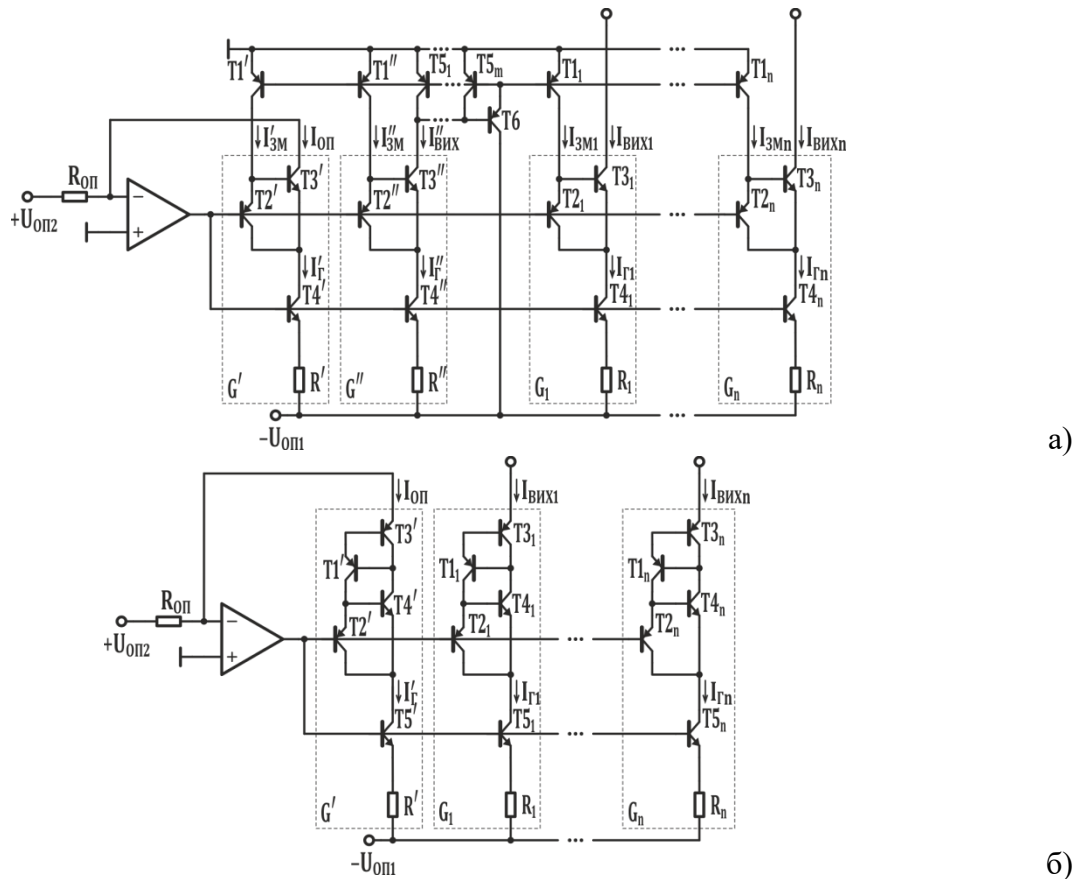


Рисунок 3 – Схеми генераторів однакових струмів: а) з додатковим генератором струмів зміщення; б) з автозміщенням

Схема також включає в себе  $n + 2$  генераторів струмів  $G', G'', G_1, \dots, G_n$ . Розрядні струми формуються на виходах генераторів  $G_1, \dots, G_n$ . Вихідний струм генератора  $G'$  примусово задається за допомогою ОУ ( $I_{оп} = U_{оп1} / R_{оп}$ ) з метою формування відповідних цьому струму напруг на базах  $T2', T4'$ , які потім

передаються на бази транзисторів T2<sub>i</sub>, T4<sub>i</sub>, задаючи на виходах генераторів G<sub>i</sub> струми  $I_{ВИХi} = I_{ОП}$ . Генератор G" разом з струмовим дзеркалом, побудованим на транзисторах T1<sub>i</sub>, T5<sub>1</sub> ... T5<sub>m</sub>, T6, слугує для формування струмів зміщення  $I_{ЗМi}$ , які надходять в емітери транзисторів T2<sub>i</sub>.  $I_{ЗМi} = I''_{ВИХ}/m$ , де  $m$  - число транзисторів T5. Транзистори T4<sub>i</sub> і резистори  $R_i$  утворюють первинні генератори з вихідними струмами  $I_{Гi}$ . Вихідний струм генератора ( $I_{ВИХ}$ ) - струм колектора транзистора T3 (включений за схемою з ЗБ), напруга на виході генератора - напруга на його колекторі. Нехай вихідна напруга ( $U_{КБ(T3)}$ ) збільшиться на  $du$ , тоді струм бази T3 ( $I_{Б(T3)}$ ) зменшиться, а струм колектора T3 ( $I_{К(T3)}$ ) збільшиться на  $du/r_{k(T3)}$ . Оскільки струм емітера транзистора T2  $I_{E(T2)} = I_{ЗМ} - I_{Б(T3)}$ , то він і відповідно струм колектора T2  $I_{К(T2)}$  також збільшиться на  $du/r_{k(T3)}$ . При цьому оскільки струм емітера T3  $I_{E(T3)} = I_{Г} - I_{К(T2)}$ , то він і відповідно струм колектора T3  $I_{К(T3)}$  також зменшиться на  $du/r_{k(T3)}$ , тобто в першому наближенні зміна вихідного струму ( $I_{К(T3)}$ ) внаслідок зміни вихідної напруги компенсується. Вираз (3) для даної схеми має вигляд

$$I_{ВИХ} = I_{Б(T2)} + I_{Г} - I_{ЗМ} \Rightarrow \Delta I_{ВИХ} = \Delta I_{Б(T2)} + \Delta I_{Г} - \Delta I_{ЗМ}. \quad (5)$$

При цьому джерелами похибок будуть:

1. Збільшення струму бази транзистора T2 на  $(du/r_{k(T3)} + du/(\beta_{T3} \cdot r_{k(T3)})) / \beta_{T2}$ .
2. Збільшення напруги на переході БЕ T2 на  $r_{e(T2)} \cdot (du/r_{k(T3)})$ .
3. Як наслідок п.2 відбудеться зменшення напруги на переході БК T1 і зменшення струму  $I_{ЗМ} = I_{К(T1)}$ .
4. Зменшення напруги на переході БЕ T3 на  $r_{e(T3)} \cdot (du/r_{k(T3)}) + h_{12(T3)} \cdot du$ .
5. Як наслідок п.2 і п.4 зменшення напруги на переході БК T2 і збільшення  $I_{Б(T2)}$ , збільшення напруги на переході БК T4 і збільшення  $I_{К(T4)}$ .

В результаті вираз (5) можна переписати у вигляді:

$$di = \frac{1}{\beta_{(T2)}} \left( \frac{du}{r_{k(T3)}} + \frac{du}{r_{k(T3)} \cdot \beta_{(T3)}} \right) + \frac{1}{r_{k(T1)}} \cdot r_{e(T2)} \cdot \frac{du}{r_{k(T3)}} +$$

$$+ \left( \frac{1}{r_{k(T2)}} + \frac{1}{r_{k(T4)}} \right) \cdot \left( (r_{e(T2)} + r_{e(T3)}) \cdot \frac{du}{r_{k(T3)}} + h_{12(T3)} \cdot du \right)$$

$$r_{e_{вих}} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{1 + r_e \cdot \beta_2 \cdot \left( \frac{1}{r_{k2}} \cdot \left( \beta_2 + \frac{\beta_1}{m} \right) + \frac{1}{r_{k1}} \cdot \beta_1 \cdot \left( 1 + \frac{r_e \cdot \beta_1}{R_i} \right) \right)}$$

Якщо прийняти  $I_i = 1\text{мА}$ ,  $R_i = 1,2\text{кОм}$  і використовувати параметри моделі транзисторів [12], то  $r_{ВИХ} \approx 209\text{МОм}$ , моделювання цієї схеми в програмі MicroCap 11 з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{ВИХ} \approx 211\text{МОм}$ . Відповідно до формули (2) досяжна розрядність ЦАП  $n \approx 20$ .

Іншим варіантом цієї схеми генераторів струмів, наведеним на рисунку 3б, є схема з автозміщенням. Принципи її роботи подібні до описаних для вищенаведених схем. Вираз (5) набуде вигляду:

$$I_{ВИХ} = I_{Б(T2)} + I_{Г} \Rightarrow \Delta I_{ВИХ} = \Delta I_{Б(T2)} + \Delta I_{Г}, \quad (6)$$

і джерелами похибок будуть:

1. Збільшення струму бази транзистора T2 на  $(du/r_{k(T4)} + du/r_{k(T1)} + du/(\beta_{T4} \cdot r_{k(T4)})) / \beta_{T2}$ .
2. Збільшення напруги на переході БЕ T2 на  $r_{e(T2)} \cdot (du/r_{k(T4)} + du/r_{k(T1)})$ .
3. Зменшення напруги на переході БЕ T4 на  $r_{e(T4)} \cdot (du/r_{k(T4)} + du/r_{k(T1)}) + h_{12(T4)} \cdot du$ .
4. Як наслідок п.2 і п.3 зменшення напруги на переході БК T2 і збільшення  $I_{Б(T2)}$ , збільшення напруги на переході БК T5 і збільшення  $I_{К(T5)}$ .

В результаті вираз (6) можна переписати у вигляді:

$$di = \frac{1}{\beta_{(T2)}} \cdot \left( \frac{du}{r_{k(T4)}} + \frac{du}{r_{k(T1)}} + \frac{du}{r_{k(T4)} \cdot \beta_{(T4)}} \right) + \left( \frac{1}{r_{k(T2)}} + \frac{1}{r_{k(T5)}} \right) \cdot \left( (r_{e(T2)} + r_{e(T4)}) \cdot \left( \frac{du}{r_{k(T4)}} + \frac{du}{r_{k(T1)}} \right) + h_{12(T4)} \cdot du \right)$$

$$r_{e_{ux}} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{1 + \frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{r_{k1}}{r_{k2}} + r_e \cdot \frac{\beta_2 \cdot \beta_1^2}{\beta_1 - \beta_2} \cdot \frac{1}{r_{k1}} \cdot \left( 1 + \frac{r_e \cdot \beta_1}{R_i} \right)}$$

Якщо прийняти  $I_i = 1\text{mA}$ ,  $R_i = 1,2\text{k}\Omega$  і використовувати параметри моделі транзистора [12], то  $r_{ВВХ} \approx 194\text{M}\Omega$ , моделювання цієї схеми з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{ВВХ} \approx 198\text{M}\Omega$ . Відповідно до формули (2) у цьому випадку досяжна розрядність ЦАП складає  $n \approx 20$ .

Модифікація схеми наведеної на рисунку 3б, представлена на рисунку 4а, дозволить ще покращити статичні характеристики й уникнути застосування розрядних резисторів.

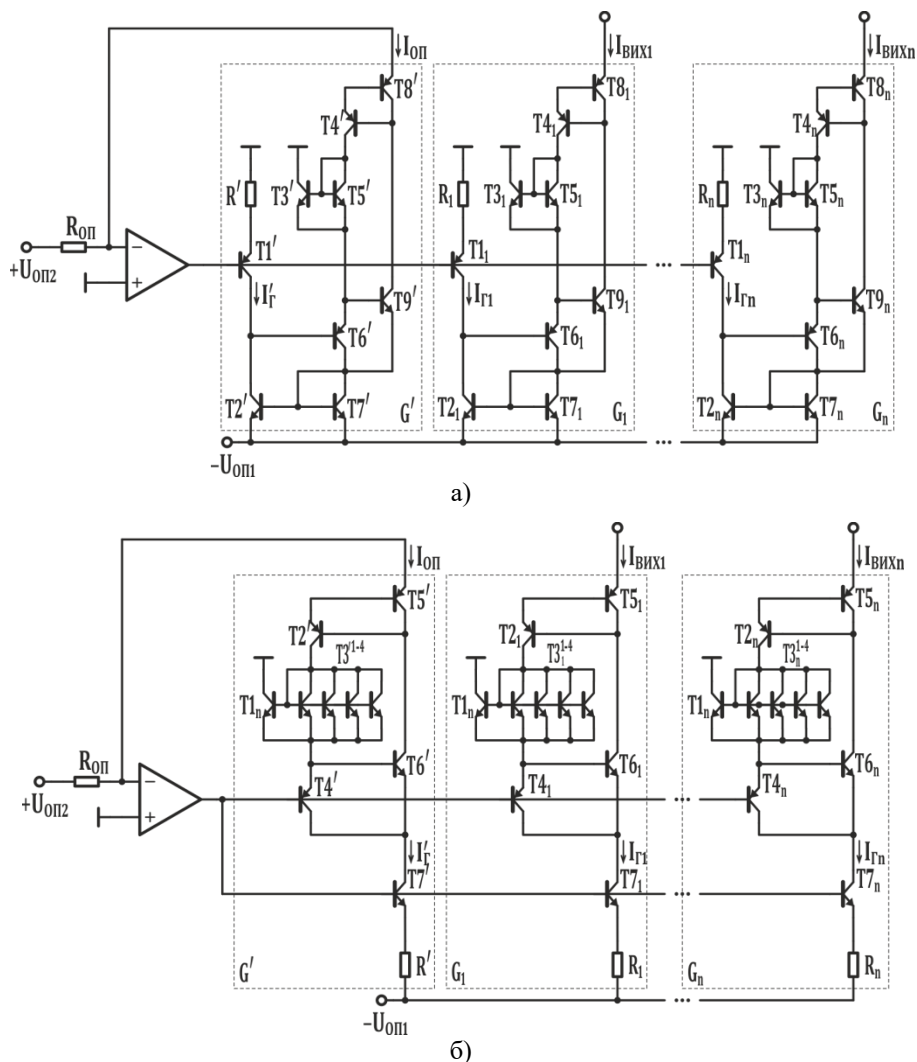


Рисунок 4 – Схема генераторів однакових струмів з поліпшеними характеристиками: а) з окремим генератором розрядних струмів; б) з автозміщенням

Тут у коло колектора транзистора  $T4$  включено струмове дзеркало, що складається з транзисторів  $T5$  і  $T3$ , воно подвоює як струм, що витікає з колектора  $T6$ , так і похибку цього струму. При цьому вираз (4) набуває вигляду:

$$\Delta I_{ВІХ} = 2 \cdot \Delta I_{Б(Т6)} + \Delta I_{Г} + \Delta I_{А3} - \Delta I_{К(Т3)}, \quad (7)$$

і може бути переписано таким чином:

$$di = \frac{2}{\beta_{(Т6)}} \cdot \left( \frac{du}{r_{k(Т9)}} + \frac{2 \cdot du}{r_{k(Т4)}} + \frac{du}{r_{k(Т9)} \cdot \beta_{(Т9)}} \right) - \frac{du}{r_{k(Т4)}} +$$

$$+ \left( \frac{1}{r_{k(T2)}^*} + \frac{1}{r_{k(T1)}} + \frac{2}{r_{k(T6)}} \right) \cdot \left( r_{e(T6)} + r_{e(T9)} \right) \cdot \left( \frac{du}{r_{k(Т9)}} + \frac{2 \cdot du}{r_{k(Т4)}} \right) + h_{12(Т9)} \cdot du$$

$$r_{e_{вix}} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{2 - \frac{r_{k1}}{r_{k2}} \cdot \left( 1 - \frac{4}{\beta_2} \right) + r_e \cdot \frac{2 \cdot \beta_1^3 \cdot \beta_2}{2 \cdot \beta_1 - \beta_2} \cdot \frac{1}{r_{k1}}}$$

Якщо прийняти  $I_i = 1\text{мА}$ ,  $R_i = 1.2\text{кОм}$  і використовувати параметри моделі транзисторів [12], то  $r_{ВІХ} \approx 368.4\text{МОм}$ , моделювання цієї схеми з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{ВІХ} \approx 357.1\text{МОм}$ . Відповідно до формули (2) досяжна розрядність ЦАП  $n \approx 21$ .

Можлива також модифікація схеми, наведеної на рисунку 26, що представлена на рисунку 46. У ній в ланцюг колектора транзистора Т2 включено струмове дзеркало, що складається з транзисторів Т1 і ТЗ<sub>1</sub>-ТЗ<sub>4</sub>, воно збільшує на чверть як струм, що витікає з колектора Т2, так і похибку цього струму. Вираз (6) набуває вигляду:

$$\Delta I_{ВІХ} = \Delta I_{Б(Т4)} + \Delta I_{Г} - \Delta I_{К(Т1)}, \quad (8)$$

і може бути записаний таким чином:

$$di = \frac{1}{\beta_{(Т4)}} \cdot \left( \frac{du}{r_{k(Т6)}} + \frac{5 \cdot du}{4 \cdot r_{k(Т2)}} + \frac{du}{r_{k(Т6)} \cdot \beta_{(Т6)}} \right) - \frac{du}{4 \cdot r_{k(Т2)}} +$$

$$+ \left( \frac{1}{r_{k(Т4)}} + \frac{1}{r_{k(Т7)}} \right) \cdot \left( r_{e(Т4)} + r_{e(Т6)} \right) \cdot \left( \frac{du}{r_{k(Т6)}} + \frac{5 \cdot du}{4 \cdot r_{k(Т2)}} \right) + h_{12(Т6)} \cdot du$$

$$r_{e_{вix}} = \frac{du}{di} \approx \frac{\beta_2 \cdot r_{k1}}{1 - \frac{1}{4} \cdot \left( 1 - \frac{5}{\beta_2} \right) \cdot \frac{r_{k1}}{r_{k2}} + r_e \cdot \frac{5 \cdot \beta_1^2 \cdot \beta_2}{5 \cdot \beta_1 - 4 \cdot \beta_2} \cdot \frac{1}{r_{k1}} \cdot \left( 1 + \frac{r_e \cdot \beta_1}{R_i} \right)}$$

У цьому випадку  $r_{ВІХ} \approx 1.5\text{ГОм}$ , моделювання даної схеми в програмі MicroCap 11 з використанням тих же моделей транзисторів дає значення  $r_{ВІХ} \approx 1.7\text{ГОм}$ . Відповідно до формули (2) досяжна розрядність ЦАП  $n \approx 23$ .

Порівняно з відомими схемами [13, 14] вихідний опір розглянутих генераторів значно більший. Розглянуто генератори з додатковими генераторами струмів зміщення і з автозміщенням, результати розрахунків і комп'ютерного моделювання показують, що вихідний опір таких схем приблизно однаковий, але схеми з використанням автозміщення вимагають дещо менших витрат обладнання. Схеми з підключенням первинних генераторів струмів через струмові дзеркала мають нижчий вихідний опір (40-70МОм), порівняно ніж схеми з прямим підключенням генераторів первинних струмів (200-210МОм), але вимагають завдання лише одного рівня опорного напруги. Модифікації схем, представлені на рисунку 4, мають досить високий вихідний опір (0.35-1.7ГОм), проте його значення (і навіть сам конкретний характер модифікації) досить сильно залежить від коефіцієнта підсилення базового струму і вихідного опору транзисторів, а також напруги живлення. Деякі розбіжності значень вихідних опорів отриманих в результаті розрахунків та комп'ютерного моделювання, пов'язані з урахуванням в формулах лише основних складових похибок і з тим, що значення  $\beta$  і  $r_k^*$  залежать від напруги колектор-база транзисторів і для різних транзисторів не є однаковими (це особливо критично для схем з полішеними характеристиками). Систематизовані дані для всіх розглянутих схем зведені в таблицю 1.

Таблиця 1 – Характеристики генераторів однакових розрядних струмів

Схеми генераторів, № рисунку	2а	2б	3а	3б	4а	4б
Вихідний опір, $r_{вих}$ , МОм	65,9	39,4	211	198	357	1770
Досяжна кількість розрядів, $n$	18	18	20	20	21	23

В таблиці вказані наступні схеми.

– Генератори розрядних струмів з підключенням первинних генераторів до вихідного каскаду з допомогою струмових дзеркал: з додатковим генератором струмів зміщення (2а), з автозміщенням (2б), з поліпшеними характеристиками (4а).

– Генератори розрядних струмів з підключенням первинних генераторів до вихідного каскаду безпосередньо: з додатковим генератором струмів зміщення (3а), з автозміщенням (3б), з поліпшеними характеристиками (4б).

### Висновки

1. Проаналізовано запропоновані способи побудови генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП з первинними генераторами струмів, підключеними до вихідних каскадів за допомогою струмових дзеркал. Показано, що вихідні опори генераторів сягають значень 40-70МОм.

2. Проаналізовано запропоновані способи побудови генераторів однакових струмів для багаторозрядних ЦАП з первинними генераторами струмів, підключеними до вихідних каскадів безпосередньо. Показано, що вихідні опори цих генераторів набагато вище, чим в попередньому випадку і сягають значень 200-210МОм.

3. Виконано порівняння параметрів розглянутих генераторів однакових струмів, проаналізовано їх переваги та недоліки та надані рекомендації щодо їх застосування. Досяжна розрядність ЦАП при використанні генераторів згідно п.1 становить 18 розрядів, згідно п.2 становить 20 розрядів, для генераторів струмів з поліпшеними характеристиками – 21-23 розрядів.

### Література

- [1] Никамин В.А. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Справочник. – СПб.: КОРОНА принт; М.: «Альтекс-А», 2003. – 224 с., ил.
- [2] Гнатек Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям: Пер. с англ./ Под ред. Ю. А. Рюжина. – М.: Радио и связь, 1982. – 552 с., ил.
- [3] Бахтиаров Г. Д., Малинин В.В., Школин В.П. Аналого-цифровые преобразователи / Под ред.. Г.П. Бахтиарова. – М.: Советское радио, 1980. – 280 с., ил.
- [4] Аналого-цифровое преобразование / Под ред.. Уолта Кеслера. Москва: Техносфера, 2007. – 1016 с.
- [5] Plassche, van de, R. J. High-speed and high-resolution analog-to-digital and digital-to-analog converters. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven. – 1992. – 287 p.
- [6] Стахов А. П. Коды золотой пропорции / Стахов А. П. – М. : Радио и связь, 1984. – 152 с.
- [7] Азаров О.Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О. Д.. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 231 с.
- [8] Гребен А.Б. Проектирование аналоговых интегральных схем / Пер. с англ. М., «Энергия», 1976. – 256 с., ил.
- [9] B. Grebene, Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design., New York, USA, Wiley-Interscience, 2003.
- [10] Лебедев А. И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. - 488 с.
- [11] В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев Электроника. М: Высшая школа, 1991 г. - 622 с.
- [12] Intersil Corporation™, HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models. Режим доступу: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>
- [13] А. С. 1246378, МПК Н03М 1/66. Преобразователь код-ток / А. Д. Азаров, А. П. Стахов, В. Я. Стейскал (СССР). - № 3824546/24-24 ; заявл. 18.12.1984 ; опубл. 23.07.1986 , Бюл. № 27. - 5 с. : черт.
- [14] А. С. 1499498, МПК Н03М 1/66. Преобразователь код-ток / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко, В. Л. Барановский (СССР). - № 4209973/24-24 ; заявл. 12.02.1987 ; опубл. 07.08.1989, Бюл. № 29. - 6 с. : черт.

Стаття надійшла: 15.11.19.

### References

- [1] Nikamin V.A. Analogo-cifrovye i cifro-analogovye preobrazovateli. Spravochnik. – SPb.: KORONA print; M.: «Alteks-A», 2003. – 224 s., il.
- [2] Gnatek Yu. R. Spravochnik po cifro-analogovym i analogo-cifrovym preobrazovatelyam: Per. s angl./ Pod red. Yu. A. Ryujina. – M.: Radio i svyaz, 1982. – 552 s., il.

- [3] Bahtiarov G. D., Malinin V.V., Shkolin V.P. Analogo-cifrovye preobrazovateli / Pod red.. G.P. Bahtiarova. – M.: Sovetskoe radio, 1980. – 280 s., il.
- [4] Analogo-cifrovoye preobrazovanie / Pod red.. Uolta Keslera. Moskva: Tehnosfera, 2007. – 1016 s.
- [5] Plassche, van de, R. J. High-speed and high-resolution analog-to-digital and digital-to-analog converters. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven. – 1992. – 287 p.
- [6] Stahov A. P. Kody zolotoy proporcii / Stahov A. P. – M. : Radio i svyaz, 1984. – 152 s.
- [7] Azarov O.D. Analogo-cifrove porozryadne peretvorennya na osnovi nadlishkovih sistem chislennya z vagovoyu nadlishkovistyuu: monografiya / Azarov O. D.. – Vinnicya : VNTU, 2010. – 231 s.
- [8] Greben A.B. Proektirovanie analogovykh integralnykh shem / Per. s angl. M., «Energiya», 1976. – 256 s., il.
- [9] B. Grebene, Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design., New York, USA, Wiley-Interscience, 2003.
- [10] Lebedev A. I. Fizika poluprovodnikovoyh priborov. – M.: FIZMATLIT, 2008. - 488 s.
- [11] V. G. Gusev, Yu. M. Gusev Elektronika. M: Vysshaya shkola, 1991 g. - 622 s.
- [12] Intersil Corporation™, HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models. Rejim dostupu: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>
- [13] A. S. 1246378, МПК H03M 1/66. Preobrazovatel kod-tok / A. D. Azarov, A. P. Stahov, V. Ya. Steyskal (SSSR). - № 3824546/24-24 ; zayavl. 18.12.1984 ; opubl. 23.07.1986 , Byul. № 27. - 5 s. : chert.
- [14] A. S. 1499498, МПК H03M 1/66. Preobrazovatel kod-tok / A. D. Azarov, V. Ya. Steyskal, Yu. M. Stepayko, V. L. Baranovskiy (SSSR). - № 4209973/24-24 ; zayavl. 12.02.1987 ; opubl. 07.08.1989 , Byul. № 29. - 6 s. : chert.

#### Відомості про авторів

**Азаров Олексій Дмитрович** – д.т.н., професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету/

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

А. Д. Азаров, М. Р. Обертюх

## ГЕНЕРАТОРЫ ОДИНАКОВЫХ ТОКОВ С ВЫСОКИМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ДЛЯ МНОГОРАЗРЯДНЫХ ЦАП

Винницкий национальный технический университет, г. Винница

O. Azarov, M. Obertyukh

## GENERATORS OF IDENTICAL CURRENTS WITH HIGH OUTPUT RESISTANCE FOR MULTI-DIGIT DACS

Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa