

## КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.316

О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, О. Я. Стахов

## БАГАТОКАНАЛЬНА ШВИДКОДІЮЧА СИСТЕМА АЦП-ЦАП НА БАЗІ ВИСОКОЛІНІЙНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СТРУМ-СТРУМ

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

**Анотація.** Розглянуто метод структурно-функціональної організації багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових і цифро-аналогових систем на базі високолінійних перетворювачів струм-струм. Обґрунтована актуальність і практична доцільність застосування високолінійних перетворювачів струм-струм для отримання низької похибки лінійності та високої швидкодії.

**Ключові слова:** система, багатоканальний, швидкодіючий, високолінійний, перетворювач струм-струм, двотактний підсилювач постійного струму.

**Аннотация.** Рассмотрен метод структурно-функциональной организации многоканальных быстродействующих аналого-цифровых и цифро-аналоговых систем на базе высоколинейных преобразователей ток-ток. Обоснована актуальность и практическая целесообразность применения высоколинейных преобразователей ток-ток для получения низкой погрешности линейности и высокого быстродействия.

**Ключевые слова:** система, многоканальный, быстродействующий, высоколинейный, преобразователь ток-ток, двухтактный усилитель постоянного тока.

**Abstract.** The method of structural-functional organization of multichannel high-speed analog-digital and digital-analog systems on the basis of high-line current-to-current converters is considered. The relevance and practical feasibility of using high-line current-to-current converters to obtain low linearity error and high speed are substantiated.

**Keywords:** system, multichannel, high-speed, high-line, current-to-current converter, push-pull amplifier.

**DOI:** <https://doi.org/10.31649/1999-9941-2021-50-1-69-79>.

## Вступ

У теперішній час перетворювачі форми інформації (ПФІ) є невід'ємною складовою сучасних електронних систем [1-4]. На особливу увагу заслуговують багатоканальні швидкодіючі системи, які, у більшості випадків, будуються на основі групового використання і кожному каналі аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів (АЦП і ЦАП) на кожен канал, що забезпечує максимальну швидкодію зі збереженням високої точності перетворення [5].

Водночас, використання групи декількох АЦП чи ЦАП у вищезгаданих системах створює ряд проблемних особливостей. По-перше, кожен із них має свої індивідуальні статичні похибки і в разі потреби їх калібрування, система, що його реалізує ускладнюється. По-друге, не зважаючи на можливість забезпечення високої швидкодії групою перетворювачів, це збільшує споживану потужність і вимагає додаткового, як аналогового, так і цифрового обладнання. По-третє, надійність таких систем знижується, через наявність великої кількості вузлів [2, 3, 6, 7].

Альтернативою такого підходу є застосування одного високолінійного швидкодіючого АЦП чи ЦАП, проте, це вимагає збільшення його швидкодії порівняно зі швидкістю будь-якого із групових АЦП чи ЦАП, а також забезпечення високої швидкодії багатоканального комутаторів вхідного й вихідного сигналу. Перспективним шляхом щодо виконання вказаних вимог є струмовий принцип у побудові згаданих пристроїв. Так, АЦП повинен бути виконаний за принципом перетворювача струм-код (ПСК), ЦАП – по принципу перетворювача код-струм (ПКС), вхідний нормуючий підсилювач (НП) та вихідний буфер (ВБ) – на основі перетворювача струм-струм (ПСС), а багатоканальний комутатор струмів (БКС) – на базі швидкодіючих діодних ключів.

## Актуальність

Запропоновано підхід побудови багатоканальних аналого-цифрових і цифро-аналогових систем, в яких на відміну від відомих використовується один ПКС, ПСС, а також блок комутації струмів. Це дозволяє при заданій точності зекономити на аналоговому обладнанні системи.

Показано, що запропонований принцип побудови ПСС у вигляді високолінійного двотактного підсилювача постійного струму (ДППС) на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням має високий вихідний опір і широку смугу пропускання, що дозволяє, використовуючи комутацію струму, реалізовувати багатоканальний режим системи.

Водночас, матеріал, присвячений такому підходу побудови аналого-цифрових і цифро-аналогових систем, у науково-технічній літературі подається епізодично і є неструктурованим. Тому тема статті, присвячена побудові багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових та цифро-аналогових систем на базі високолінійних перетворювачів струм-струм, є актуальною.

### Мета

Спрощення структури багатоканальної системи АЦП-ЦАП до одного перетворювача код-струм шляхом застосування високолінійних швидкодіючих перетворювачів струм-струм.

### Постановка задач

1. Проаналізувати запропонований метод структурно-функціональної організації багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових і цифро-аналогових систем на базі високолінійних перетворювачів струм-струм.
2. Розглянути схему високолінійного перетворювача струм-струм.
3. Запропонувати і проаналізувати схему багатоканального комутатора струмів на базі перетворювача струм-струм.
4. Розглянути кола комутації з високою швидкодією та мінімізованими похибками лінійності.
5. Надати практичні рекомендації щодо застосування розглянутих багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових та цифро-аналогових системи на базі високолінійних перетворювачів струм-струм.

### Розв'язання поставлених задач

Відповідно, для досягнення мети досліджень, запропоновано структурно-функціональну схему аналого-цифрової і цифро-аналогової систем, які зображено на рисунках 1 і 2, відповідно.

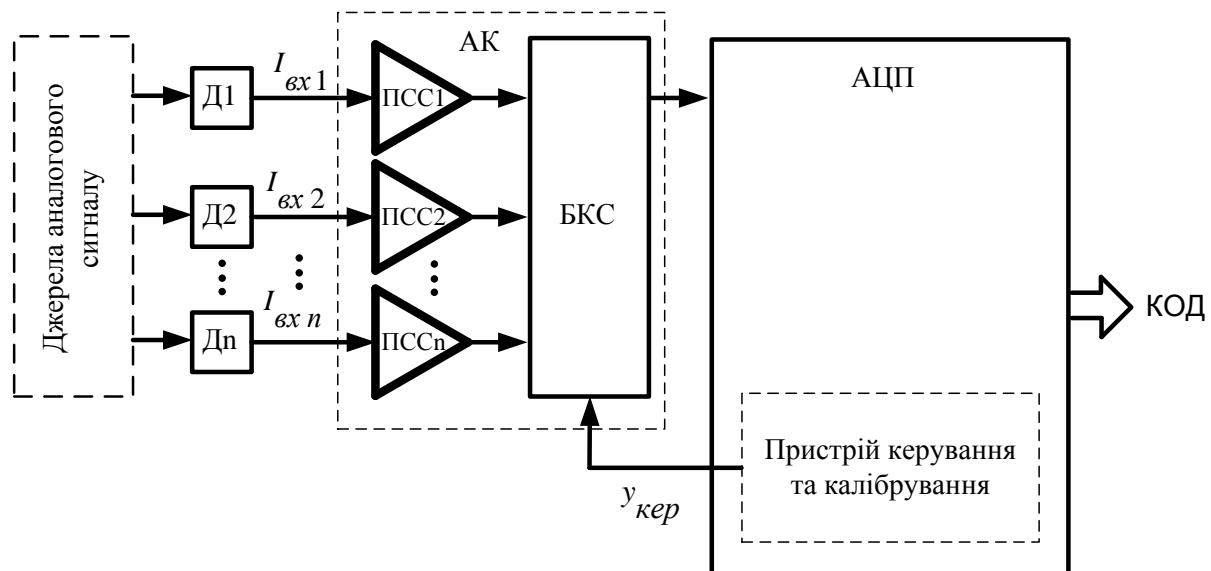


Рисунок 1 – Структурно-функціональна схема аналого-цифрової системи

Схема аналого-цифрової системи приймає на аналогові входи сигнал у вигляді струмів  $I_{вх1}, I_{вх2}, \dots, I_{вхn}$ , що надходять з давачів сигналу  $D_1, D_2, \dots, D_n$ . У випадку сигналів малої потужності необхідна постановка буферних каскадів, якщо ж сигнал у вигляді напруги – постановка перетворювачів напруга-струм, що забезпечить струмовий принцип роботи, який має переваги над принципом перетворення напруг. Детальний опис такого роду пристроїв описано в [2].

Система містить блок аналогового комутатора (АК), який складається з  $n$  ПСС та БКС, високолінійного швидкодіючого АЦП, що містить пристрій керування і калібрування та забезпечує режим роботи АК, а також формує вихідний цифровий код.

Запропонована система може працювати у двох режимах. Перший режим – калібрування – визначення похибок зсуву нуля пристроїв каналу перетворення. Для цього на входи, в обхід давачів сигналу, подається  $I_{вх1}, I_{вх2}, \dots, I_{вхn} = 0$ . Далі, по чергово здійснюється комутація кожного з  $n$  каналів і визначення кодового еквіваленту похибки, що записується в пам'ять системи у вигляді таблиці поправок, та враховується в режимі основного перетворення. На цьому перший режим завершено і система готова до виконання основної функції.

Другий режим – основне перетворення. За командою пристрою керування вибирається  $n$ -й номер потрібного каналу, який підключається на вхід високолінійного швидкодіючого багаторозрядного АЦП, де й відбувається основне перетворення аналог-код. Процес повторюється для кожного з каналів багатоканальної системи.

Схема цифро-аналогової системи приймає на вхідну шину цифровий код. Вона також працює у двох режимах. Перший режим – калібрування – визначення похибок зсуву нуля пристроїв каналу перетворення. Для цього на вхід подається нульовий код та по чергово здійснюється комутація кожного з  $k$  каналів, що дозволяє визначити значення струму зсуву нуля на кожному з виходів  $I_{вих1}, I_{вих2}, \dots, I_{вихk}$ . Для системи ЦАП визначаються кодові еквіваленти зсувів нуля із врахуванням похибок лінійності тракту перетворення так, щоб  $I_{вих1}, I_{вих2}, \dots, I_{вихk} = 0$ . Кодові поправки кожного з каналів враховуються в режимі основного перетворення. На цьому перший режим завершено і система готова до виконання основної функції.

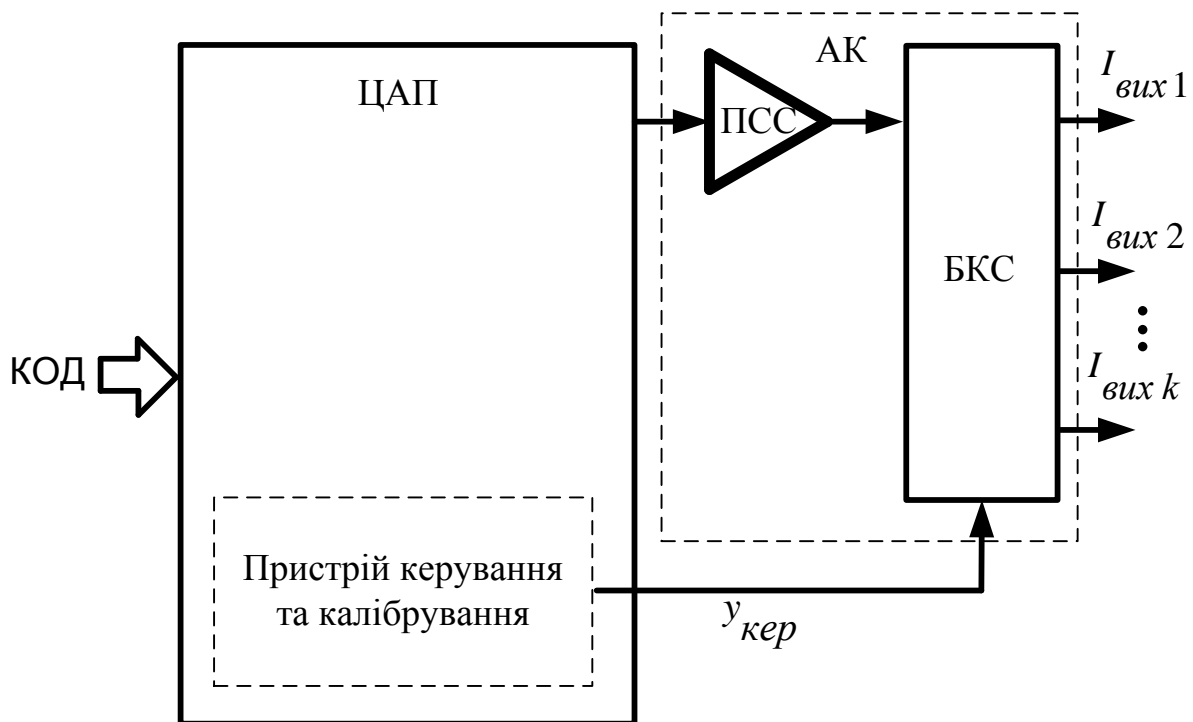


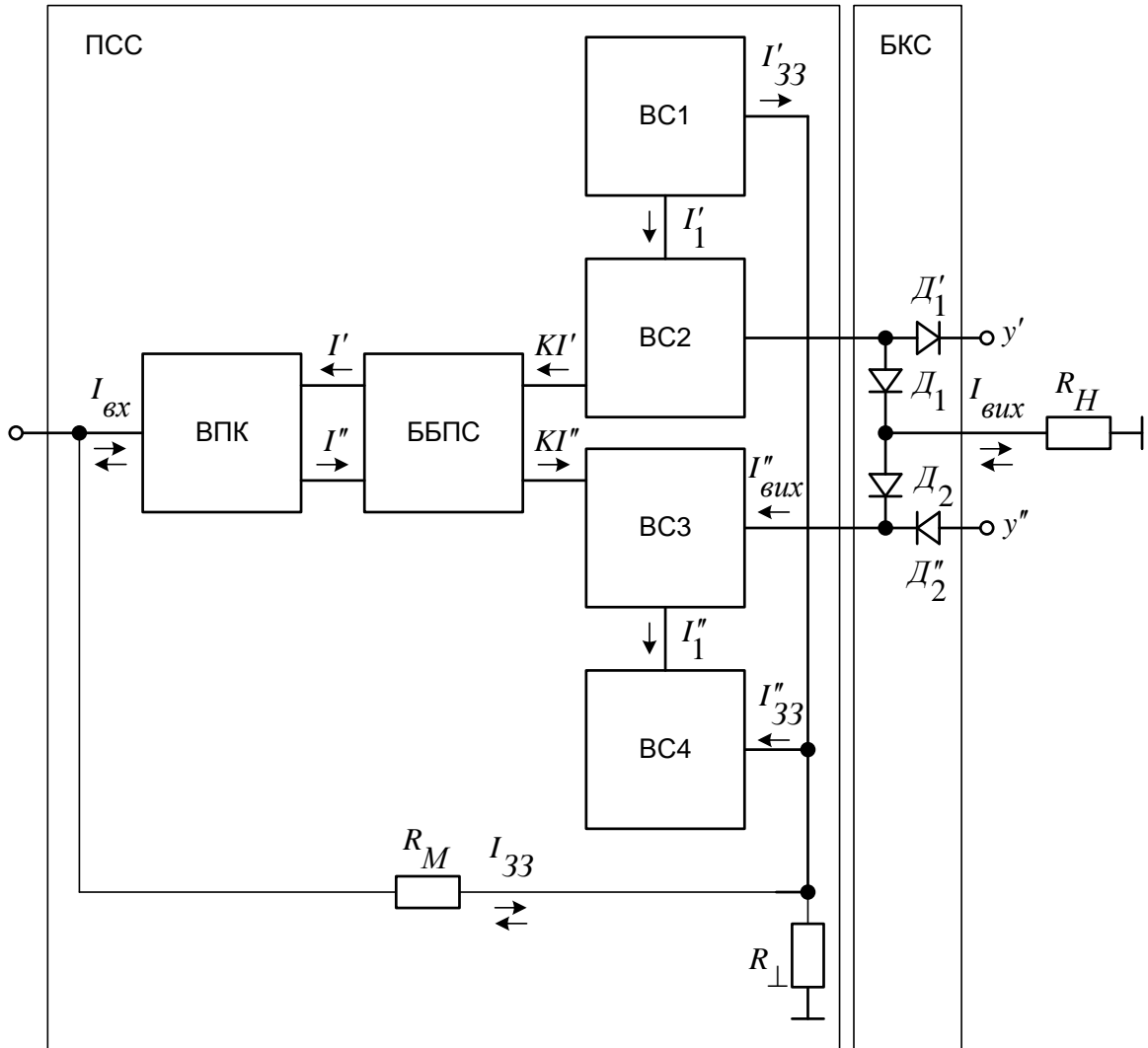
Рисунок 2 – Структурно-функціональна схема цифро-аналогової системи

Другий режим – основне перетворення. За командою пристрою керування вибирається потрібний канал, а на входи внутрішнього суматора високолінійного швидкодіючого ЦАП подається перетворюваний код з вхідної шини і код поправки зсуву нуля, який отримано в режимі калібрування. З виходу ЦАП сумарний код надходить на вхід ПСС і перетворюється у відповідну аналогову величину – струм, який, залежно від обраного каналу пристроєм керування, подається на необхідний вихід  $I_{вих1}, I_{вих2}, \dots, I_{вихk}$ .

До ПСС висуваються такі вимоги, як: високі лінійність, швидкодія та значний вихідний опір, а також широка смуга пропускання. Це обумовлено специфікою роботи струмових ключових елементів. На рисунку 3 наведено структурну схему АК, що містить ПСС і БКС. Причому ПСС доцільно реалізовувати у вигляді високолінійного двотактного підсилювача постійного струму (ДППС), наприклад, який наведено на рисунку 4 [8].

Для забезпечення високого вихідного опору  $R_{вих}$  у ДППС використано від'ємний зворотний зв'язок із способом знімання за струмом. У процесі функціонування вхідний струм  $I_{вх}$  подається на вхідний двотактний каскад (ВДК) на виходах якого маємо розгалужені складові  $I'$  і  $I''$ , які у свою чергу подаються на блок балансування і підсилення струмів (ББПС), де вони підсилюються і додатково розгалужуються на парафазні складові  $KI'$ ,  $KI''$ , відповідно. Ці складові надходять на входи відбивачів струму (ВС) ВС2 і ВС3. Причому перші виходи ВС2 і ВС3 із сигналами  $I'_{вих}$  і  $I''_{вих}$  об'єднуються через

діоди Д1 і Д2 у сигнал  $I_{вих}$ , що подається на вихідну шину схеми. Водночас другі виходи ВС2 і ВС3 із сигналами  $I_1'$  і  $I_1''$  підключено до входів відбивачів ВС1 і ВС4, виходи яких також об'єднуються та утворюють шину зворотного зв'язку (33) із сигналом  $I_{33}$ .



Ри-

сунок 3 – Структурна схема АК на базі ППС і БКС

Малосигнальний коефіцієнт підсилення струму  $K_i$  при розірванні петлі 33 має значення:

$$K_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$$

Якщо, наприклад, що вхідний підсилювальний каскад (ВПК) побудовано за схемою із підсиленням [2], тоді нескладно показати, що:

$$K'_{ВПК} \approx K''_{ВПК} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''},$$

де:  $\beta'$  і  $\beta''$  – малосигнальні коефіцієнти підсилення струму n-n-n і p-n-n транзисторів ВПК відповідно,  $K', K''$  – коефіцієнти підсилення по верхньому і нижньому каналах ВПК відповідно.

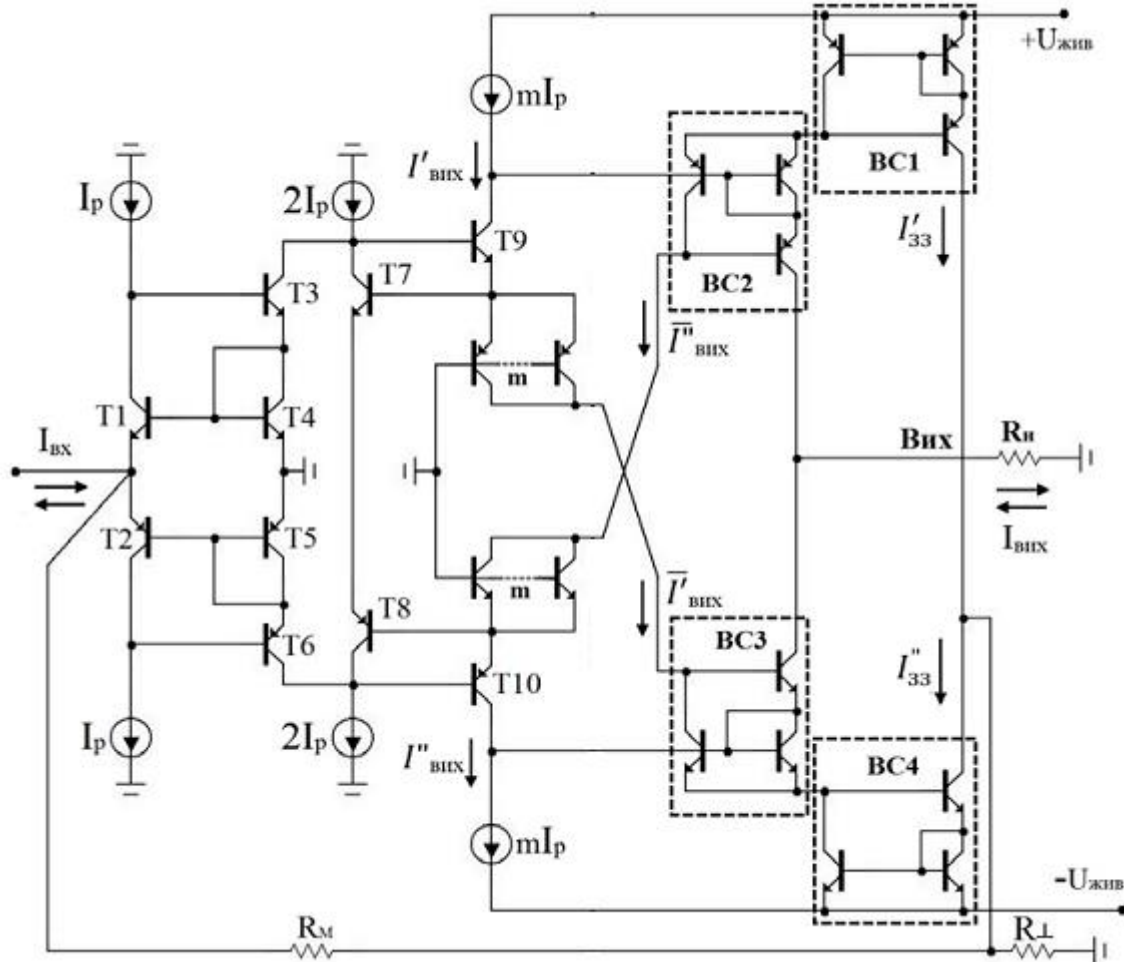


Рисунок 4 – Спрощена принципова схема ДППС для реалізації ПСС

Сумарний коефіцієнт підсилення ВПК визначимо, як:

$$K_{ВПК} = K'_{ВПК} + K''_{ВПК} = 2 \cdot \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Аналогічно, для ББПС, маємо:

$$K'_{ББПС} \approx K''_{ББПС} \approx K_{ББПС} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Враховуючи наведене, остаточно отримаємо:

$$K_i = 2 \cdot \left( \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \right)^2. \quad (1)$$

Значення струму зворотного зв'язку  $I_{33}$  формується як сума струмів  $I'_{33}$  і  $I''_{33}$ , яка дорівнює значенню  $I_{вих}$  із похибкою, зокрема, похибкою лінійності  $\Delta I_L$ . Тому, нескладно показати, що при розірванні петлі 33 коефіцієнт передачі струму:

$$K_{i33} \approx 2 \cdot K_i.$$

Замикаючи контур 33 за допомогою резисторів масштабу  $R_M$  і  $R_{\perp}$ , отримаємо ППС з можливістю керування значенням струму. З теорії електричних схем [9] відомо, що коефіцієнт передачі буде рівний:

$$K_{iПСС} = \frac{K_{i33}}{1 + \chi \cdot K_{i33}},$$

де:  $\chi$  – глибина зворотного зв'язку.

У свою чергу  $\chi$  задається такими параметрами, як опори резисторів масштабу  $R_M$  і  $R_{\perp}$  та опору  $R_{ex\ 33}$ .  $R_{ex\ 33}$  – вхідний опір ДППС з урахуванням дії зворотного зв'язку. Оскільки за способом уведення зворотний зв'язок є паралельним, то це призведе до того, що  $R_{ex\ 33} \ll R_{ex}$ , де  $R_{ex}$  – максимальний вхідний опір ДППС, який у свою чергу  $R_{ex} \ll R_M$ , а тому впливом  $R_{ex\ 33}$  можна знехтувати і в розрахунках не використовувати.

У цьому випадку, глибина зворотного зв'язку визначається, як:

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

Отже, враховуючи, що  $\chi \cdot K_{i33} \gg 1$ , остаточно можемо записати:

$$K_{iПСС}(R_{ex} \ll R_M) = \frac{R_M + R_{\perp}}{R_{\perp}}. \quad (2)$$

У випадку ж, коли умова  $R_{ex} \ll R_M$  не виконується, а значення  $R_M$  не достатньо високе, тобто  $R_{ex} \leq R_M$ , то варто враховувати значення опору  $R_{ex}$ , а коефіцієнт передачі ППС набуває вигляду:

$$K_{iПСС}(R_{ex} \leq R_M) = \frac{R_M + R_{\perp}}{R_{ex} + R_M + R_{\perp}}. \quad (3)$$

Малосигнальне значення вхідного опору  $R_{ex}^*$  ВПК дорівнює паралельному з'єднанню вхідних опорів ВПК із боку ядра на транзисторах Т1 і Т2 [2]:

$$R_{ex}^* = r'_e \parallel r''_e = \frac{r'_e \cdot r''_e}{r'_e + r''_e},$$

де:  $r'_e$ ,  $r''_e$  – вхідні опори верхнього і нижнього каналів ВПК відповідно.

Також, враховуючи те, що вхідний каскад функціонує під дією локального від'ємного зв'язку за струмом, то завдяки транзисторам Т3 і Т6 з відповідними коефіцієнтами передачі  $\beta'$  і  $\beta''$ , загальний вхідний опір  $R_{ex}$  збільшиться і матиме значення:

$$R_{\text{вх}} = \frac{r'_e \cdot r''_e}{r'_e + r''_e} \cdot 2 \cdot \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}.$$

Вихідний малосигнальний опір  $R_{\text{вих}}$  ППС залежить, як від вихідних опорів  $R_{\text{вих1}}$  і  $R_{\text{вих2}}$  вивачів ВС2 і ВС3 відповідно, так і від глибини ЗЗ, зокрема, від значення  $K_{i\text{ПСС}}$  і  $K_i$ .

Із теорії транзисторних підсилювальних схем у випадку застосування від'ємного зв'язку із зніманням струму [9] відомо, що це призведе до збільшення вихідного опору. Для нашого випадку маємо:

$$R_{\text{вих}} = (r'_{\text{вих}} \parallel r''_{\text{вих}}) \cdot (1 + \chi \cdot K_i \text{ ЗЗ}),$$

де:  $r'_{\text{вих}} \approx \frac{1}{2} \cdot r'_c$ ,  $r''_{\text{вих}} \approx \frac{1}{2} \cdot r''_c$  – малосигнальні опори колекторних переходів n-p-n і p-n-p транзисторів ВС2 і ВС3 відповідно.

Враховуючи, що:

$$r'_{\text{вих}} \parallel r''_{\text{вих}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{r'_c \cdot r''_c}{r'_c + r''_c},$$

маємо:

$$R_{\text{вих}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{r'_c \cdot r''_c}{r'_c + r''_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_{i\text{ПСС}}(R_{\text{вх}} \ll R_M)} \cdot K_i \text{ ЗЗ}\right) \quad (4)$$

Формула (4) є справедливою, якщо виконується умова  $R_{\text{вх}} \ll R_M$ . Як що  $R_{\text{вх}} \leq R_M$ , то у (4) треба підставити коефіцієнт з формули (3):

$$R_{\text{вих}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{r'_c \cdot r''_c}{r'_c + r''_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{K_{i\text{ПСС}}(R_{\text{вх}} \leq R_M)} \cdot K_i \text{ ЗЗ}\right).$$

Результати досліджень доцільно отримувати шляхом комп'ютерного моделювання із застосуванням моделей інтегральних транзисторів pnp – NUHFARRY, npn – PUHFARRY [10]. У випадку побудови ПСС на вищевказаних транзисторах і заданих режимах роботи, коли робочий струм каскадів схеми ДППС  $I_p = 1\text{mA}$ , а  $R_{\text{вх}} = 0$ , маємо 1.4Гом, що є досить великим значенням. Якщо  $R_{\text{вх}}$  змінюється у певному діапазоні, то і  $R_{\text{вих}}$  змінюється у зв'язку із залежністю від колекторних струмів ВС2 і ВС3.

Комп'ютерне моделювання залежності  $R_{\text{вих}} = f(I_{\text{вих}})$  дозволило отримати сім'ю вихідних характеристик у діапазоні  $I_{\text{вх}} = \pm 100\text{mA}$ , зокрема при  $K_{i\text{ПСС}} = 10$  ( $R_M = 4,5\text{кОм}$ ,  $R_{\perp} = 500\text{Ом}$ ), зображених на рисунку 5.

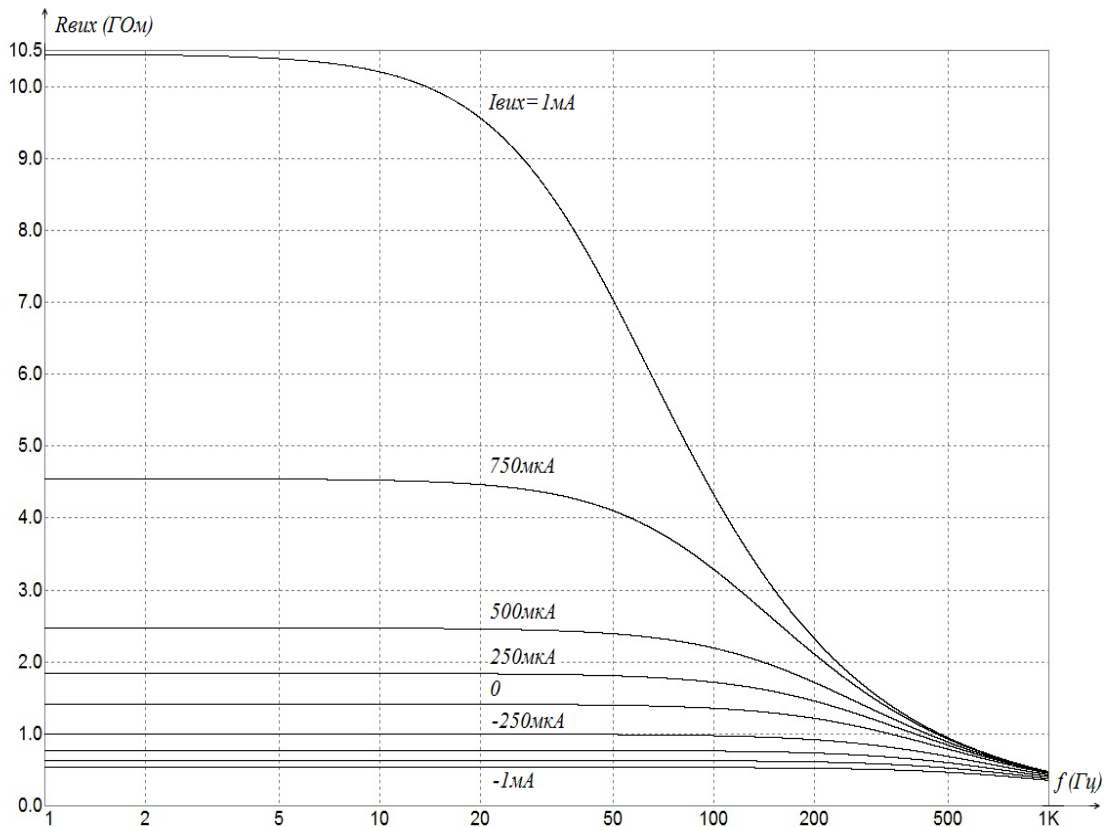


Рисунок 5 – Графіки залежності  $R_{вих} = f(I_{вих})$  у частотній зоні при  $K_{ПСС} = 10$

Зведена таблиця залежностей вихідного опору  $R_{вих}$ , а також абсолютних та відносних похибок лінійності  $\Delta I_L$ ,  $\delta \Delta I_L$  від коефіцієнту підсилення  $K_{ПСС}$  наведено у таблиці 1.

Таблиця 1 – Зведена таблиця залежностей параметрів ППС

$K_{ПСС}$	2	5	10	20	50	100
$R_{вих}$ , (МОм)	406	688	1200	401	100	40
$\Delta I_L$ (нА)	0.98	1.4	2.2	42	916	2100
$\delta \Delta I_L$ , (%)	$0.46 \cdot 10^{-4}$	$0.7 \cdot 10^{-4}$	$1.1 \cdot 10^{-4}$	$21 \cdot 10^{-4}$	$408 \cdot 10^{-4}$	$105 \cdot 10^{-3}$

Вихід ПСС підключено до блоку комутації струмів, який побудовано на діодних ключах (ДК)  $D1, D'1, D2, D'2$ , верхнього і нижнього каналів відповідно. При реалізації інтегральних схем доцільним є використання транзисторних структур у діодному вмиканні [9].

Відповідно, як показано на рисунку 3, керування ДК здійснюється цифровими сигналами  $y', y''$  відповідно. Слід зазначити що для забезпечення функціонування ДК потрібно, щоб значення їх робочих струмів були би дещо більше, ніж  $I_{вих}$ . Якщо рівні робочих струмів будуть на рівні одиниць міліампер, то опори ДК – десятки Омів. За цих умов відносна методична похибка комутації струмів дорівнює:

$$\delta I_{КС} = \frac{R_{ДК}}{R_{ДК} + R_{вих}},$$



де:  $R_{вих}$  – вихідний опір ПСС. Якщо  $R_{вих}$  має значення сотні МОм – одиниці ГОм то  $\delta I_{КС}$  має порядок  $\sim 10^{-5} \div 10^{-4}\%$ . Безумовно, що використовуючи запропонований принцип комутації струмів, цією похибкою у більшості випадках можна знехтувати.

Водночас, необхідно враховувати фундаментальні обмеження точності припасування пар ДК, які можна врахувати у вигляді поправок, занесених у вигляді кодів самокалібрування та самокоригування в системи ПКС і ПСК. Доцільно також враховувати похибку зсуву нуля, що виникає на вході ПСС.

Схеми реалізації багатоканального комутатора у багатоканальних АЦП і ЦАП показано на рис. 6.

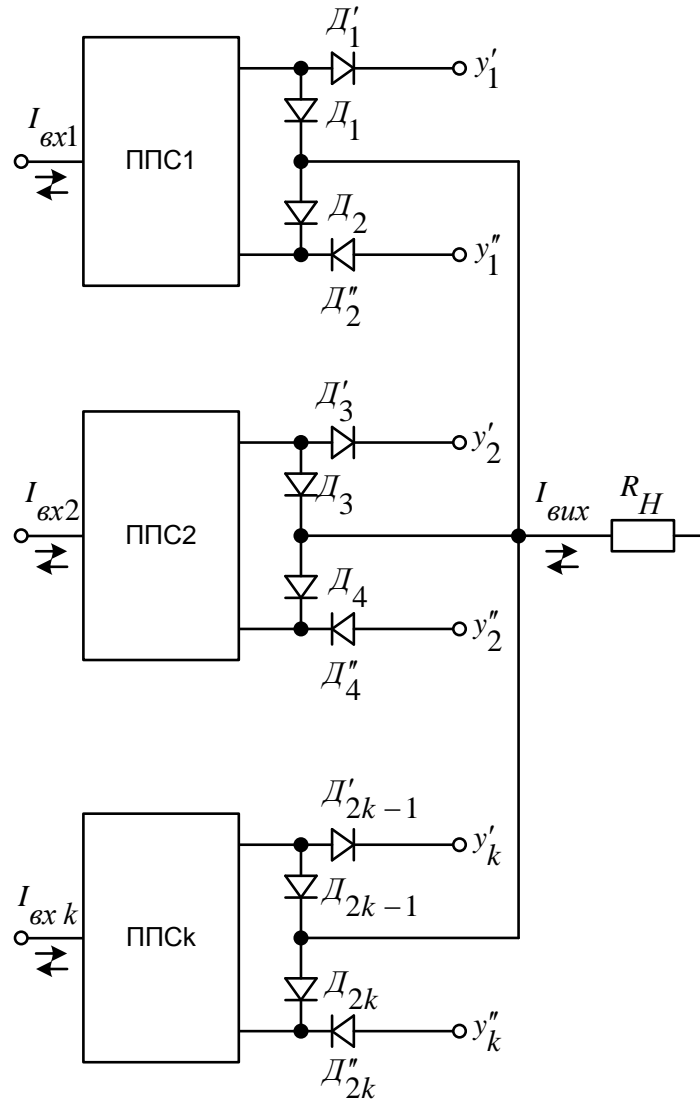


Рисунок 6 – Схема багатоканального комутатора на базі ПСС

Тут керування здійснюється цифровими сигналами  $y'_1, y''_1; y'_2, y''_2; \dots; y'_k, y''_k$  відповідно, де  $k$  – кількість каналів комутатора. У такому випадку необхідно враховувати відхилення та похибки ППС і ДК, підсумувати їх і формувати у вигляді кодів поправок для відповідного каналу перетворення.

Варто також зазначити, що застосування принципу підсилення струмів дозволяє досягати максимальної швидкодії комутатора, що визначається граничними частотами підсилення біполярних транзисторів. Так ширина смуги одичного підсилення ДППС при  $R_H = 100 \text{ Ом}$  досягає  $\sim 1.6 \text{ ГГц}$ .

Враховувати необхідно також і різновид та тип джерела вхідного сигналу і навантаження ППС і ДК. Для збереження високої швидкодії і мінімальних похибок лінійності бажано, щоб вихідні опори джерел сигналу були високими, а вхідні опори навантаження були б низькими. Цього легко досягти шляхом за-

стосування перетворювачів напруга-струм, буферних каскадів та перетворювачів струм-напруга, побудованих на ДППС [2, 4].

### Висновки

1. Запропоновано метод структурно-функціональної організації багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових і цифро-аналогових систем, у яких, на відміну від відомих, використовується лише один перетворювач код-струм із застосуванням одного перетворювача струм-струм. Це дозволяє при заданій точності зекономити на аналоговому обладнанні системи.

2. Проаналізовано запропонований принцип побудови перетворювача струм-струм у вигляді високолінійного двотактного підсилювача постійного струму. Показано, що цей пристрій має високий вхідний опір і широку смугу пропускання.

3. Запропоновано і проаналізовано схему швидкодіючого багатоканального комутатора струмів на базі високолінійного перетворювача струм-струм, що дозволяє реалізовувати багатоканальний режим аналого-цифрових і цифро-аналогових систем всього з одним комутатором.

4. Запропоновано перетворення інформації виконувати з сигналами у вигляді струму, що має переваги по швидкодії і точності над перетворенням сигналів у вигляді напруги, а комутуючі кола реалізувати на основі діодних ключів, оскільки струм витікання, а водночас, і похибка лінійності, для діодів, є найменшою із всіх можливих.

5. Надано практичні рекомендації й умови практичного застосування розглянутих багатоканальних швидкодіючих аналого-цифрових та цифро-аналогових системи на базі високолінійних перетворювачів струм-струм для різного типу вхідних і вихідних пристроїв, що виконують роль генераторів вхідного сигналу та навантаження.

### Список використаних джерел

- [1] О. Д. Азаров, *Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004, 257 с.
- [2] О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, *Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем: монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013, 142 с.
- [3] Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров, *Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005, 167 с.
- [4] О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, *Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються: монографія*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2011, 156 с.
- [5] Walt Kesler, «ANALOG-DIGITAL CONVERSION», *ADI Central Application Department*, March, 1127 p, 2004.
- [6] У. Титце, К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*. М., Россия: ДМК Пресс, 2008, т. 1, 832 с.
- [7] V. Grebene, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*. New York, USA: WileyInterscience, 2003, 912 p.
- [8] О. Д. Азаров, Є. С. Генеральницький, «Високолінійний двотактний підсилювач-масштабатор струму на біполярних транзисторах із заземленим навантаженням», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 5, с. 55-61, Жов 2019.
- [9] И. П. Степаненко, *Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов*. М. Россия: Лаборатория Базовых Знаний, 2003, 488 с.
- [10] HFA3046 / 3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models [Online]. Available: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>. Accessed on January 20, 2021.

Стаття надійшла: 20.02.2021.

### References

- [1] O. D. Azarov, *Osnovy teorii analoho-tsyfrovoho peretvorennia na osnovi nadlyshkovykh pozytsiinykh system chyslennia: monohrafiia*. Vinnytsia, Ukraina: UNIVERSUM – Vinnytsia, 2004, 257 s.
- [2] O. D. Azarov, S. V. Bohomolov, *Osnovy teorii vysokoliniinykh analohovykh prystroiv na bazi dvotaktnykh pidsyliuvalnykh skhem: monohrafiia*. Vinnytsia, Ukraina: UNIVERSUM-Vinnytsia, 2013, 142 s.
- [3] L. V. Krupelnytskyi, O. D. Azarov, *Analoho-tsyfrovi prystroi system, shcho samokoryhuiutsia, dlia vymiriuvan i obrobliannia nyzkochastotnykh syhnaliv: monohrafiia*. Vinnytsia, Ukraina: UNIVERSUM – Vinnytsia, 2005, 167 s.
- [4] O. D. Azarov, V. A. Harnaha, *Dvotaktni pidsyliuvachi postiinoho strumu dlia bahatorozriadnykh peretvoriuvachiv formy informatsii, shcho samokalibruiutsia: monohrafiia*. Vinnytsia, Ukraina: VNTU, 2011, 156 s.
- [5] Walt Kesler, «ANALOG-DIGITAL CONVERSION», *ADI Central Application Department*, March,

1127 p, 2004.

- [6] U. Titce, K. Shenk, *Poluprovodnikovaja shemotehnika*. M., Rossija: DMK Press, 2008, t. 1, 832 s.
- [7] A. B. Grebene, *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*. New York, USA: WileyInterscience, 2003, 912 p.
- [8] O. D. Azarov, Ye. S. Heneralnytskyi, «Vysokoliniinyi dvotaktnyi pidsylyuvach-masshtabator strumu na bipoliarnykh tranzystorakh iz zazemlenym navantazhenniam», *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu*, № 5, s. 55-61, Zhov 2019.
- [9] I. P. Stepanenko, *Osnovy mikroelektroniki: uchebnoe posobie dlja vuzov*. M. Rossija: Laboratorija Bazovyh Znaniy, 2003, 488 s.
- [10] HFA3046 / 3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models [Online]. Available: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>. Accessed on January 20, 2021.

#### Відомості про авторів

**Азаров Олексій Дмитрович** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки.

**Богомолів Сергій Віталійович** – кандидат технічних наук, доцент кафедри обчислювальної техніки.

**Стахов Олексій Ярославович** – аспірант кафедри обчислювальної техніки.

А. Д. Азаров, С. В. Богомолів, А. Я. Стахов

## МНОГОКАНАЛЬНАЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩАЯ СИСТЕМА АЦП-ЦАП НА БАЗЕ ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТОК-ТОК

Винницкий национальный технический университет, Винница

O. D. Azarov, S. V. Bohomolov, O. Y. Stahov

## MULTICHANNEL SPEED ADC-DAC SYSTEM BASED ON HIGH-LINE CURRENT-CURRENT CONVERTERS

Vinnitsia National Technical University, Vinnitsia