

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.375.4

О. Д. Азаров, М. Р. Обертюх

ВИСОКОЛІНІЙНІ СПЕЦІАЛІЗОВАНІ СТРУМОВІ ДЗЕРКАЛА З ДАВАЧАМИ РІВНЯ СИГНАЛУ

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Анотація. У статті запропоновано нові підходи до побудови високолінійних спеціалізованих струмових дзеркал. Запропоновано схемотехнічні рішення побудови відбивачів струму із покращеними характеристиками, такими як висока лінійність передатної характеристики і збільшений вихідний опір. За допомогою комп'ютерного моделювання отримані кількісні значення цих характеристик, які демонструють значне їх покращення. Наведено рекомендації для побудови перетворювачів струм-струм (напряга-струм) на базі вказаних струмових дзеркал.

Ключові слова: струмові дзеркала, висока лінійність, вихідний опір, перетворювачі струм-струм.

Аннотация. В статье предложены новые подходы к построению высоколинейных специализированных токовых зеркал. Предложены схемотехнические решения для отражателей тока с улучшенными характеристиками, такими как увеличенное выходное сопротивление и высокая линейность передаточной характеристики. С помощью компьютерного моделирования получены количественные значения этих параметров, которые демонстрируют значительное их улучшение. Приведены рекомендации для построения преобразователей ток-ток (напряжение-ток) на базе указанных токовых зеркал.

Ключевые слова: токовые зеркала, высокая линейность, выходное сопротивление, преобразователи ток-ток.

Abstract. The article proposes new approaches to the construction of highly linear specialized current mirrors. Schematic solutions for current reflectors with improved characteristics, such as increased output resistance and high linearity of the transfer characteristic, are proposed. With the help of computer simulation were obtained quantitative values of these parameters, which demonstrates their significant improvement. Recommendations are given for constructing current-to-current converters (voltage-to-current) based on the described current mirrors.

Key words: current mirrors, high linearity, output resistance, current-to-current converters.

Вступ

Струмові дзеркала [1-4] широко використовуються в різноманітних електронних пристроях, таких як підсилювачі постійного струму, генератори струму, цифро аналогові, аналого-цифрові перетворювачі та інші. У ряді літературних джерел [1,5] вони іноді мають різну назву, наприклад, джерела струму, струмовідводи, схеми незмінного струму. Водночас, функція струмових джерел (СД) при цьому залишається однією, а саме: передача струму від генератора сигналу до навантаження із заданим коефіцієнтом, значення якого задається в певних межах.

Актуальність

До СД висувається ряд вимог, таких як рівень струмів, вхідні і вихідні опори, незмінність коефіцієнта передачі в діапазоні вхідного і вихідного сигналів. Особливо важливим у ряді випадків є задана похибка коефіцієнта передачі $K_{\Pi} = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$, де $I_{\text{вих}}$ і $I_{\text{вх}}$ – значення вхідного і вихідного струмів. Слід зазначити, що рівень похибки $\Delta K_I = K_I - K_{\Pi}$, де K_{Π} – номінальний коефіцієнт передачі у значній мірі визначається схемотехнікою СД, а також розкидом параметрів елементів схем. Найпростіше струмове дзеркало [1] має ряд істотних недоліків таких як: невисокий вихідний опір (на рівні опору колекторного переходу транзистора включеного за схемою з загальним емітером $\sim 60 - 70 \text{ кОм}$ при $I_k = 1 \text{ mA}$), а також істотна залежність K_{Π} від напруги живлення. Тому така схема, як самостійна використовується досить рідко. Значно кращі характеристики має так зване дзеркало Уїлсона [6]. Водночас і воно часто не задовольняє вимогам розробників високоточних електронних пристроїв. Все це спонукає шукати нові схемотехнічні рішення щодо побудови СД із кращими показниками. При цьому слід зазначити, що застосування принципу перетворення струмів (порівняно з перетворенням напруг), має деякі переваги, зокрема, кращу швидкодію [1]. Для реалізації цього принципу доцільно використовувати біполярні транзистори. Проте, як $n-p-n$, так і $p-n-p$ транзистори мають обмежені значення коефіцієнтів підсилення струму, а також недостатньо великі опори колекторних переходів. Покращити характеристики СД можна шляхами вживання таких схемотехнічних прийомів, що дозволяють зменшити вплив вищезначених чинників. При цьому автори пропонують будувати відбивачі струму із двома виходами, а саме: основним і допоміжним, який можна підключити в контур підсилення з глибоким зворотним зв'язком і таким чином регулювати коефіцієнт передачі вхідного струму на вихід. Слід зауважити, що матеріали, присвячені освітленню цього напрямку, недостатньо розкрито в науково-технічній літературі, тому тема статті, присвячена побудові високолінійних спеціалізованих струмових дзеркал із давачами рівня сигналу є актуальною.

Мета досліджень

Аналіз запропонованих схемотехнічних рішень зі створення СД із покращеними технічними показниками, такими як лінійність передатної характеристики і високий вихідний опір.

Задачі досліджень

1. Аналіз запропонованого методу побудови СД, в якому схмотехнічним шляхом істотно зменшено вплив таких негативних чинників, як недостатньо великі коефіцієнти передачі струмів *n-p-n* і *p-n-p* транзисторів, а також невисокі опори колекторних переходів.
2. Аналіз статичних характеристик СД із давачами рівня вихідного сигналу в діапазоні вхідних і вихідних струмів.
3. Навести рекомендації щодо побудови високолінійних перетворювачів струм-струм і напруга-струм на базі спеціалізованих струмових дзеркал із давачами рівня сигналу.

Розв'язання поставлених задач

За вихідну базу візьмемо поширену схему відбивача струму Уілсона, зображену на рис. 1а.

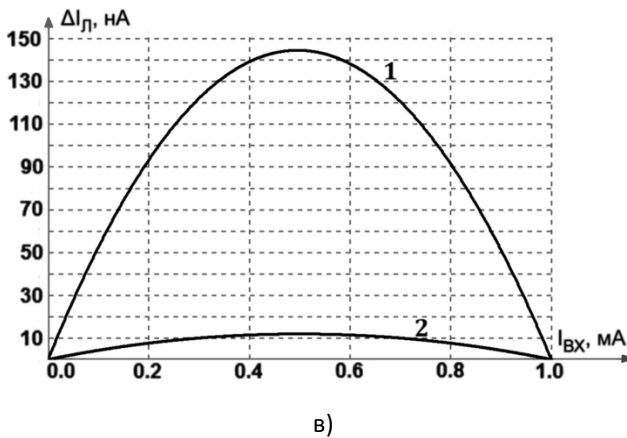
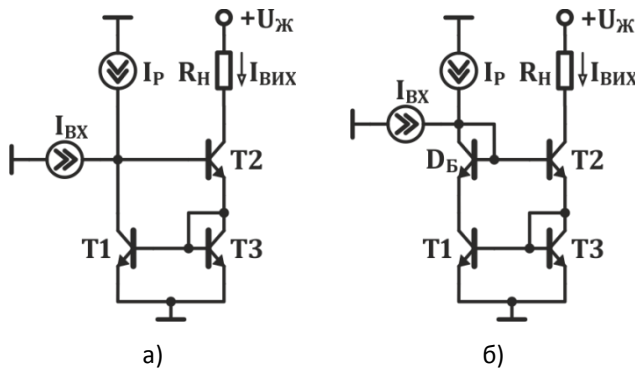


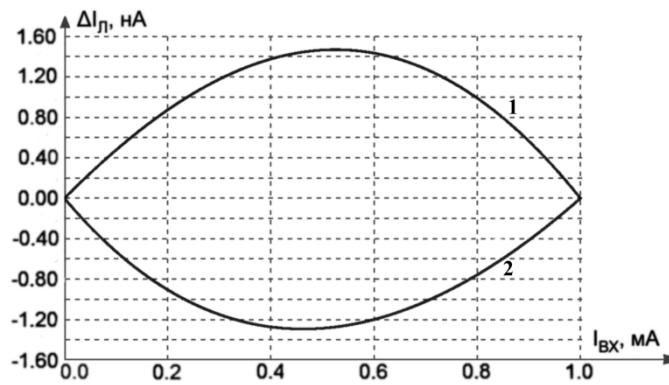
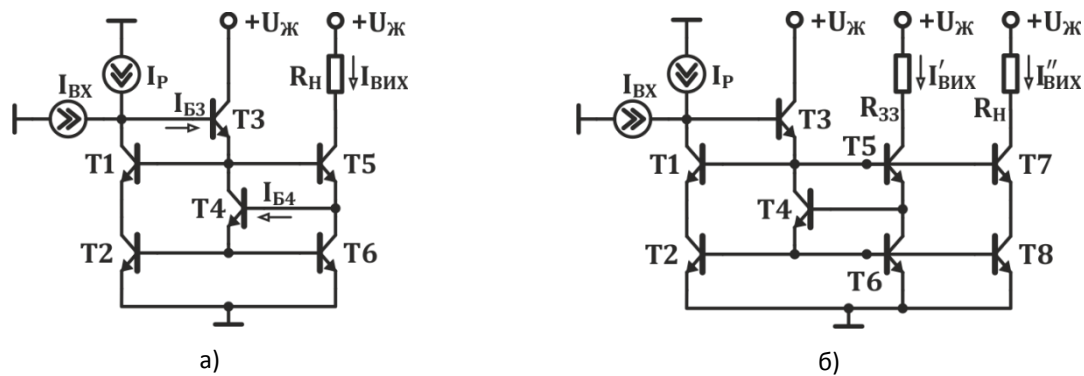
Рисунок 1. Відбивач струму Уілсона: а) принципова схема; б) схема Уілсона з симетруючим діодом; в) залежності $\Delta I_{л} = \Delta(I_{вх})$.

Для забезпечення режиму по постійному струму до входу схеми підключено генератор робочого струму I_p . Не важко показати що вихідний опір схеми дорівнює $r_{вих} \approx r_K / 2$, де r_K – опір колекторного переходу у схемі із загальною базою [7], а коефіцієнт передачі малосигнальних пристроїв струму наближається до $K_{Пл} \approx 1$. Якщо задати $I_p = 1 \text{ mA}$, то за умови використання інтегральних транзисторів *NUHFARRY* та *PUHFARRY* [8] $r_{вих} \approx 2,8 \text{ МОм}$. Оцінити похибку лінійності $\delta K_{Пл}$ у діапазоні $0 \leq I_{вх} \leq 1,0 \text{ mA}$ доцільно шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою інтегрованого пакета схмотехнічного моделювання МікроСар 12. Графік залежності $\Delta I_{л} = \Delta(I_{вх})$ наведено на рис. 1в, з якого видно, що $\Delta I_{л} = 145 \text{ nA}$. Це відповідає відносній похибці лінійності $\delta K_{Пл} \approx 15 \cdot 10^{-3} \%$. Підвищення лінійності передатної характеристики досягається введенням балансуєчого діода, як показано на рис. 1б. При цьому $\Delta I_{л} = 12 \text{ nA}$, а $\delta K_{Пл} \approx 12 \cdot 10^{-4} \%$, що істотно менше ніж для першої схеми. Балансуєчий діод D_B дозволяє вирівняти падіння напруг на транзисторі $T1$ і на діоді на транзисторі $T2$. Саме це сприяє підвищенню точності завдання $K_{Пл}$.

Подальшому зменшенню похибки заважає наявність базових струмів транзисторів $T1$ і $T2$. Для зменшення їх впливів доцільно пасивні діоди замінити на складені активні і додатково увести емітерні повторювачі. Варіант такої вдосконаленої схеми наведено на рис 2а.

Тут застосування емітерних повторювачів $T3$ і $T4$ дозволяє істотно знизити дії базових струмів транзисторів $T1$ – $T2$ і $T5$ – $T6$. При цьому на характеристики схеми будуть впливати тільки зменшені базові струми транзисторів $T3$ і $T4$, а саме:

$$I_{Е3} = \frac{I_{Е1} + I_{Е5} + I_{Е2} + I_{Е6}}{\beta_3 + 1} \quad \text{і} \quad I_{Е4} = \frac{I_{Е2} + I_{Е6}}{\beta_4 + 1},$$



в)

Рисунок 2. Вдосконалені відбивачі струму зі складеними діодами: а) базова схема; б) ВС із давачем рівня сигналу; в) залежності $\Delta I'_{л} = \Delta(I_{вх})$, $\Delta I''_{л} = \Delta(I_{вх})$.

де β_3 і β_4 – коефіцієнти передачі струмів $T3$ і $T4$. Якщо вважати, що площі емітерів транзисторів $T2$ і $T6$ однакові виведено залежність вихідного струму $I_{вих} = \Delta(I_{вх})$. Припустимо, що для кожного транзистора вірно: $I_{к} = \beta \cdot I_{б}$; $I_{г} = (\beta + 1) \cdot I_{б}$, тоді отримаємо таку систему рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{вх} = \beta \cdot I_{Б1} + I_{Б3} \\ I_{вих} = \beta \cdot I_{Б5} \\ (\beta + 1) \cdot I_{Б3} = I_{Б1} + I_{Б5} + \beta \cdot I_{Б4} \\ (\beta + 1) \cdot I_{Б1} = \beta \cdot I_{Б2} \\ (\beta + 1) \cdot I_{Б5} = I_{Б4} + \beta \cdot I_{Б6} \\ (\beta + 1) \cdot I_{Б4} = I_{Б2} + I_{Б6} \\ (\beta + 1) \cdot I_{Б2} = (\beta + 1) \cdot I_{Б6} \end{array} \right. ,$$

розв'язуючи її отримаємо залежність для $I_{вих}$

$$I_{вих} = \frac{\beta^2(\beta + 1)^2 + 2\beta(\beta + 1)}{\beta^2(\beta + 1)^2 + 4\beta(\beta + 1) + 2} \cdot I_{вх} \approx \left(1 - \frac{2}{\beta(\beta + 1)}\right) \cdot I_{вх} \approx I_{вх}.$$

Розглянута схема має обмежені функціональні властивості, зокрема, у спробі застосування її разом із підсилювачем постійного струму в перетворювачах струм-струм і напруга-струм із заданим коефіцієнтом передачі. Це обумовлено складністю уведення такого ВС в контур від'ємного зворотного зв'язку. У цьому плані доцільною є схема із давачем рівня сигналу, яку наведено на рис. 2б. Такий ВС крім базової

схеми на транзисторах $T1-T6$, що генерує $I'_{ВИХ}$, містить додатковий фрагмент на транзисторах $T7-T8$, що формує $I''_{ВИХ}$. Слід зазначити одну істотну деталь, а саме: по-перше значення вихідних струмів $I'_{ВИХ}$ та $I''_{ВИХ}$ повинні бути максимально близькі і характер їх змінення повинен максимально збігатися, а по-друге, тільки одним із генераторів має бути увімкненим у коло зворотного зв'язку ВС і задавати компенсуючий струм, зокрема, колекторний струм транзистора $T1$ такий, що $\Delta I_{K1} = \Delta I_{ВХ}$. У наведеній схемі транзистор $T5$ виступає як регулятор, коло внутрішнього від'ємного зв'язку створюється відповідно транзисторами $T1-T4$, а також $T6$. При цьому генератор струму $I'_{ВИХ}$ зібрано на підключених транзисторах $T7-T8$, які на формування компенсуючого струму I_{K1} практично не впливають.

Вихідний опір ВС схем, наведених на рис.2а; 2б, дещо вище ніж для схем на рис.1а, 1б і складає рівень $r_{ВИХ} \approx 5,4 \text{ МОм}$ при $I_p = 1 \text{ мА}$, проте для деяких застосувань і він є недостатнім. Кардинально покращити ситуацію може введення додаткового транзистора $p-n-p$ провідності таким чином, щоб транзистор регулятор став складеним транзистором Шиклаї [1,7]. Саме такий ВС із високим вихідним опором наведено на рис. 3а.

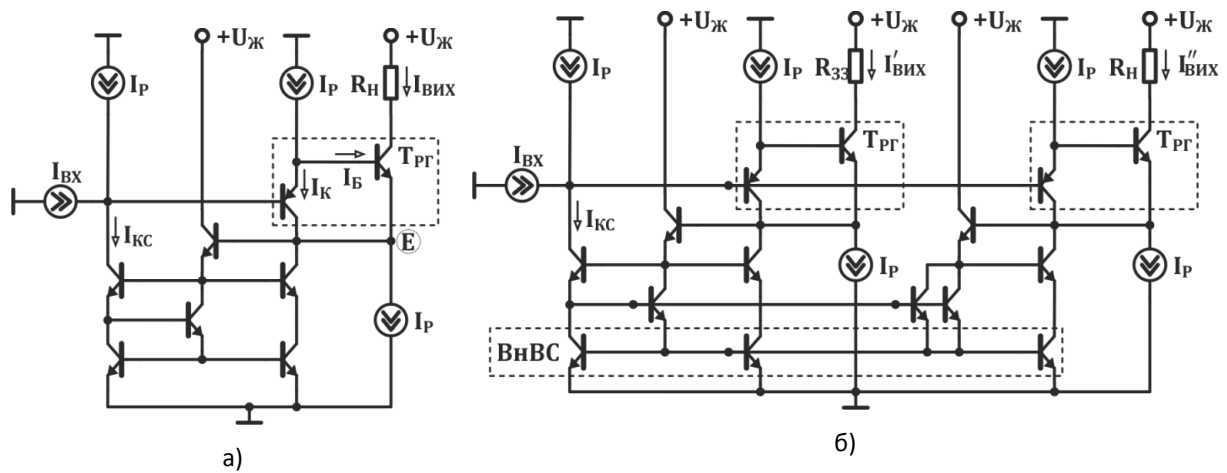


Рисунок 3. Високолінійні ВС із високоомними виходами: а) базова схема; б) ВС із давачем рівня сигналу.

Тут транзистор регулятор (T_{PG}) – є композицією $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів. Такий підхід вирішує принаймні дві задачі: а) збільшує загальний коефіцієнт підсилення струму до $\beta_{PG} = \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}$ б) передає змінення базового струму ΔI_B $n-p-n$ транзистора через перехід емітер-колектор і колекторний струм $p-n-p$ I_K транзистора в точку E (результуючий емітер). Це дає можливість збільшити вихідний опір схеми до значення:

$$r_{ВИХ} = r_K^* \cdot \beta_{PG} \cdot \gamma,$$

де r_K^* – опір колекторного переходу $p-n-p$ транзистора T_{PG} , β_{PG} – коефіцієнт передачі струму T_{PG} , $\gamma = I_{БРГ} / I_{ВХ}$ – коефіцієнт передачі вхідного струму $I_{ВХ}$ у базу транзистора T_{PG} .

Останній коефіцієнт у свою чергу визначається співвідношенням вхідного опору T_{PG} і вихідного опору r_{KC} генератора компенсуючого струму I_{KC} . Неважко показати, що $\gamma \approx r_{KC} / (r_{KC} + r_{ВХРГ})$, тому при $r_{KC} \rightarrow \infty$, $\gamma \rightarrow 1.0$. Безумовно це дещо обмежує $r_{ВИХ}$, але спроба збільшення r_{KC} призведе до подальшого ускладнення схеми. Робочі токи транзисторів схеми забезпечуються уведенням генераторів робочого струму I_p , причому зменшення їх значень призведе до погіршення статичних характеристик ВС. Комп'ютерне моделювання для випадку застосування $n-p-n$ транзисторів $PUHFARRY$, а $p-n-p$ – $NUHFARRY$ при $I_p = 1 \text{ мА}$, $U_{Ж} = 6,0 \text{ В}$ у діапазоні $0 \leq I_{ВХ} \leq 1,0 \text{ мА}$ дало такі показники: $r_{ВИХ} \approx 97 \text{ МОм}$, $\Delta I_{Л} = 720 \text{ нА}$.

Схему ВС із двома виходами по яких протікають струми $I'_{ВИХ}$ і $I''_{ВИХ}$, наведено на рис. 3б. У ній для максимального зближення (симетрування) значень цих струмів вжито спеціальних схемотехнічних заходів, зокрема, створено однакові умови для відводу базових струмів транзисторів внутрішнього відбивача струму (ВнВС). Розглянутий ВС має такі параметри: $r'_{ВИХ} \approx 90 \text{ МОм}$, $r''_{ВИХ} \approx 60 \text{ МОм}$, $\Delta I'_{Л} = \Delta I''_{Л} \approx 1,7 \text{ нА}$. Таким чином досягнуто ідентичності характеристик генераторів вихідних струмів $I'_{ВИХ}$ і $I''_{ВИХ}$.

Описані ВС зручно використовувати для побудови високолінійних перетворювачів струм-струм (ПСС) або напруга-струм (ПНС). Для цього треба у пристрій додатково ввести підсилювач постійного

струму (ППС), за допомогою якого резистивним дільником задавати потрібний коефіцієнт передачі струму $K_{ПІ}$. Схему такого ППС (ПСС) наведено на рис.4а.

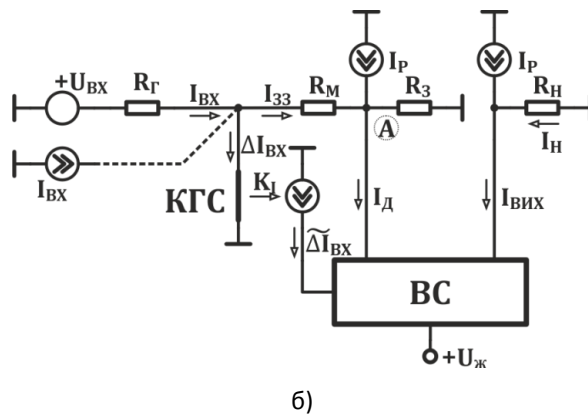
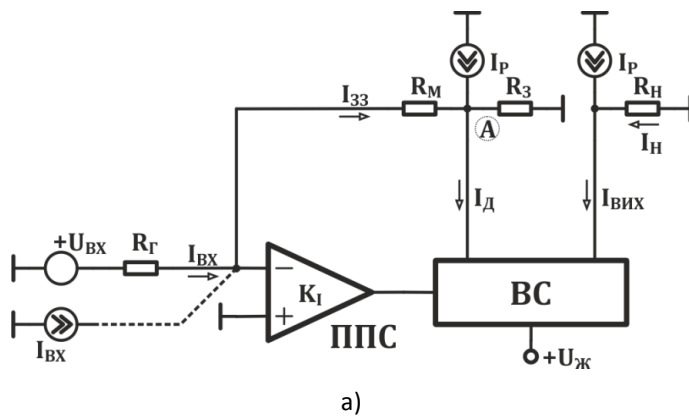


Рисунок 4. Високолінійний перетворювач напруга-струм (струм-струм): а) із підсилювачем постійного струму; б) із керованим генератором струму (КГС).

тому

$$I_{33} = I_{Д} \cdot \frac{R_3}{R_M + R_3}$$

Далі, враховуючи, що $I_{Д} = \Delta I_{ВХ} = \Delta I_{ВХ} \cdot K_I$, маємо

$$I_{33} = \Delta I_{ВХ} \cdot K_I \cdot \frac{R_3}{R_M + R_3}$$

і відповідно

$$I_{ВІХ} = \Delta I_{ВХ} \cdot K_I \cdot \frac{R_3}{R_M + R_3} + \Delta I_{ВХ} = \Delta I_{ВХ} \cdot \left(1 + K_I \cdot \frac{R_3}{R_M + R_3} \right)$$

Вона містить ВС, що має давач сигналу, ППС із внутрішнім коефіцієнтом підсилення K_I , резистори R_M і R_3 , генератор вхідного сигналу (джерело напруги $U_{ВХ}$) або струму $I_{ВХ}$. При цьому вихід давачів сигналу ВС, по якому протікає $I_{Д}$, підключається в точку А резистивного дільника. У схему уведено додатково два генератора робочого струму I_P , що дозволяє вилучити постійні складові робочих точок ВС як у вхідному, так і вихідному колах схеми. Це дає можливість отримати струм у навантаженні в діапазоні від нульового $I_H = 0$ до максимального $I_H = I_{МАХ}$. Постійність значення коефіцієнта $K_{ПІ}$ в діапазоні вихідного струму істотно залежить від коефіцієнта підсилення ППС. Для дослідження потенційних статичних характеристик доцільно ППС замінити на керований генератор струму (КГС) [9], в якому можна змінювати коефіцієнт передачі. Схему такого ППС (ПСС) наведено на рис. 4б. Тут підсилювачі мають низьку похибку лінійності і високу швидкодію [10-12].

Визначимо коефіцієнт передачі струму ППС у вигляді відношення

$$K_{ПІ} = \frac{I_{ВІХ}}{I_{ВХ}}$$

При цьому слід зазначити, що $I_{ВІХ} = I_{Д}$, а $I_{ВХ} = I_{33} + \Delta I_{ВХ}$, де $I_{33} = U_A / R_M$ – струм зворотного зв'язку. Напруга U_A знаходиться у вигляді $U_A = (R_M \parallel R_3) \cdot I_{Д}$,

Після підстановок і скорочень отримаємо

$$K_{III} = \frac{K_I}{1 + K_I \cdot \frac{R_3}{R_M + R_3}} \approx \frac{R_3 + R_M}{R_3} \quad (1)$$

Для забезпечення коректності кінцевого виразу (1) треба, щоб виконувалася умова $K_I \gg K_{III}$. Слід також зазначити, що якщо потрібен одиничний коефіцієнт передачі ВС $K_{III} = 1$, то схема спрощується: вихід генератора підключається безпосередньо до входу ПНС (ППС), а резистори R_M і R_3 , вилучаються. Для досягнення високої лінійності передатної характеристики треба, щоб не тільки ВС, але й ППС також мали високу лінійність або достатній внутрішній коефіцієнт підсилення K_I для створення відповідної глибини зворотного зв'язку. Особливо це важливо при збільшенні K_{III} .

Слід зазначити, що оскільки на вході ППС підтримується потенціал квази нуля, то у режимі перетворення напруга-струм $I_{ВХ} = U_{ВХ} / R_{Г}$, а

$$I_{ВХ} = K_{III} \cdot \frac{U_{ВХ}}{R_{Г}}$$

Моделювання статичних характеристик схем ПНС (ППС) дало результати наведені в табл. 1.

Таблиця 1. Статичні характеристики схем перетворювачів напруга-струм (струм-струм).

Характеристики						
К _{III}	I _{ВХ} , мкА	K _I	δI _Л , %		R _{ВИХ} , МОм	
			Схема №1	Схема №2	Схема №1	Схема №2
1	0...1000	10 ³	2.67×10 ⁻⁴	1.34×10 ⁻⁶	5.4	86
		10 ⁴	2.22×10 ⁻⁴	6.35×10 ⁻⁶		
10	0...100	10 ³	2.71×10 ⁻⁴	8.54×10 ⁻⁷		
		10 ⁴	2.67×10 ⁻⁴	1.34×10 ⁻⁶		
		10 ⁵	2.22×10 ⁻⁴	6.35×10 ⁻⁶		
100	0...10	10 ⁴	2.71×10 ⁻⁴	8.56×10 ⁻⁷		
		10 ⁵	2.67×10 ⁻⁴	1.34×10 ⁻⁶		

Їхній аналіз свідчить, що друга схема (рис. 3б) має кращі показники, ніж перша (рис.3а). Так відносна похибка лінійності $\delta I_L = \Delta I_L / I_{ВИХ\ MAX}$ у другій схемі істотно нижче ніж у першій, а вихідний опір значно вище, відповідно 86 МОм порівняно із 5,4 МОм.

Висновки

1. Доведено, що запропонований метод побудови струмових дзеркал дозволив покращити статичні характеристики запропонованих схем порівняно з відомими, незважаючи на обмежені параметри n - p - n і p - n - p транзисторів.
2. Проаналізовано статичні характеристики запропонованих схем струмових дзеркал із здавачами рівня вихідного сигналу. Показано, що розглянутий підхід дозволяє істотно (на порядок і більше) зменшити похибки лінійності передатної характеристики, а також збільшити вихідний опір.
3. Наведено рекомендації щодо побудови на базі запропонованих схем високолінійних перетворювачів напруга-струм і струм-струм, а також доведено їх переваги порівняно з відомими рішеннями.

Список літератури

1. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. Пер. с англ. / А. Б. Гребен – М. : Энергия, 1976. –256 с.
2. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк – М. : Мир, 1982. –512 с.
3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк – 12-е издание – М. : ДМК Пресс, 2008. – Т. I – 832 с.
4. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк – 12-е издание – М. : ДМК Пресс, 2007. – Т. II – 942 с.

5. Коннели Дж. Аналоговые интегральные схемы. Элементы, схемы, системы и применения. Пер. с англ. / Дж. Коннели – М. : Мир, 1977. – 439 с.
 6. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. Пер. с англ. / С. Соклоф– М. : Мир, 1988 – 583 с.
 7. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. / И. П. Степаненко – 2-е изд., перераб. и доп.– М. : Лаборатория базовых знаний, 2001. — 488 с.
 8. HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, Intersil Corporation™ – <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>.
 9. Азаров О. Д. Відбивачі струму для аналогових пристроїв із покращеними статичними і динамічними характеристиками / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, В. Є. Яцик // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – Вінниця : ВНТУ, 2012 р. - Т. 2. - С. 48-55.
 10. Азаров О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія. / О. Д. Азаров, С. В. Богомолів – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013. –142 с.
 11. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. –156 с.
 12. Азаров О. Д., Теплицький М. Ю. та Біліченко Н. О. Швидкодійні двотактні підсилювачі постійного струму з балансним зворотним зв'язком : монографія. / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, Н. О. Біліченко – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 136 с.
- Стаття надійшла:20.11.2017.

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.