

ВИСОКОЛІНІЙНІ СПЕЦІАЛІЗОВАНІ СТРУМОВІ ДЗЕРКАЛА ДЛЯ АНАЛОГОВОЇ ЧАСТИНИ БАГАТОКАНАЛЬНИХ АЦП

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Анотація.

У статті запропоновано нові підходи до побудови високолінійних спеціалізованих струмових дзеркал. Запропоновано варіанти схемної реалізації 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 поліпшення.

Ключові слова: струмові дзеркала, висока лінійність, передатна характеристика, вихідний опір.

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, are proposed. With the help of computer simulation were obtained quantitative values of these parameters, which demonstrate their significant improvement.

Key words: current mirrors, high linearity, transfer characteristic, output resistance.

Струмові дзеркала [1-4] широко використовуються в різноманітних електронних пристроях, таких як підсилювачі постійного струму, генератори струму, цифро аналогові, аналого-цифрові перетворювачі та інші. Функцією струмових джерел (СД) при цьому є: передача струму від генератора сигналу до навантаження із заданим коефіцієнтом, значення якого задається в певних межах.

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 похибки коефіцієнта передачі $K_{\text{пл}} = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$, де $I_{\text{вих}}$ і $I_{\text{вх}}$ – значення вхідного і вихідного струмів. Слід зазначити, що рівень похибки $\Delta K_I = K_I - K_{\text{пл}}$, де $K_{\text{пл}}$ – 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 $K_{\text{пл}}$ від напруги живлення. Тому така схема, як самостійна використовується досить рідко. Значно кращі характеристики має так зване дзеркало Уілсона [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 (лінійність передатної характеристики і вихідний опір) 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.

За вихідну базу візьмемо поширену схему відбивача струму Уілсона, зображену на рис.1а. Для забезпечення режиму по постійному струму до входу схеми підключено генератор робочого струму I_p . Не важко показати що вихідний опір схеми дорівнює $r_{\text{вих}} \approx r_K / 2$, де r_K – опір

колекторного переходу у схемі із загальною базою [7], а коефіцієнт передачі малосигнальних приростів струму наближається до $K_{\text{П}} \approx 1$. Якщо задати $I_P = 1 \text{ мА}$, то за умови використання інтегральних транзисторів *NUHFARRY* та *PUHFARRY* [8] $r_{\text{ВІХ}} \approx 2,8 \text{ МОм}$. Оцінити похибку лінійності $\delta K_{\text{П}}$ у діапазоні $0 \leq I_{\text{ВХ}} \leq 1,0 \text{ мА}$ доцільно шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою інтегрованого пакета схемотехнічного моделювання MicroCap 11. Отримана похибка складає: $\Delta I_{\text{П}} = 145 \text{ нА}$. Це відповідає відносній похибці лінійності $\delta K_{\text{П}} \approx 15 \cdot 10^{-3} \%$. Підвищення лінійності передатної характеристики досягається введенням балансуєчого діода, як показано на рис. 1б. При цьому $\Delta I_{\text{П}} = 12 \text{ нА}$, а $\delta K_{\text{П}} \approx 12 \cdot 10^{-4} \%$, 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 $K_{\text{П}}$.

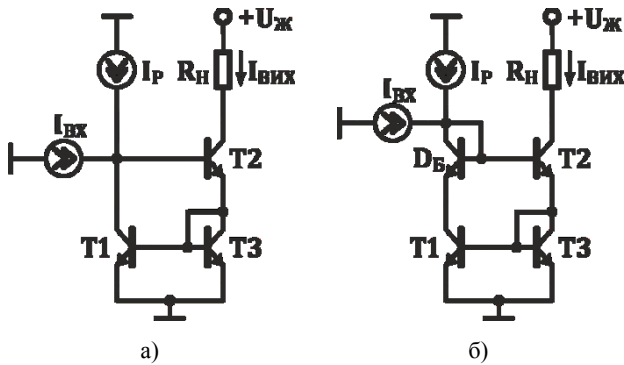


Рисунок 1. Відбивач струму Уілсона: а) принципова схема; б) схема Уілсона з симетруючим діодом.

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:

$$I_{B3} = \frac{I_{B1} + I_{B5} + I_{B2} + I_{B6}}{\beta_3 + 1} \quad \text{і} \quad I_{B4} = \frac{I_{B2} + I_{B6}}{\beta_4 + 1}$$

де β_3 і β_4 – коефіцієнти передачі струмів $T3$ і $T4$. Якщо вважати, що площі емітерів транзисторів $T2$ і $T6$ однакові виведемо залежність вихідного струму $I_{\text{ВІХ}} = \Delta(I_{\text{ВХ}})$. Припустимо, що для кожного транзистора вірно: $I_K = \beta \cdot I_B$; $I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$ тоді отримаємо таку систему рівнянь

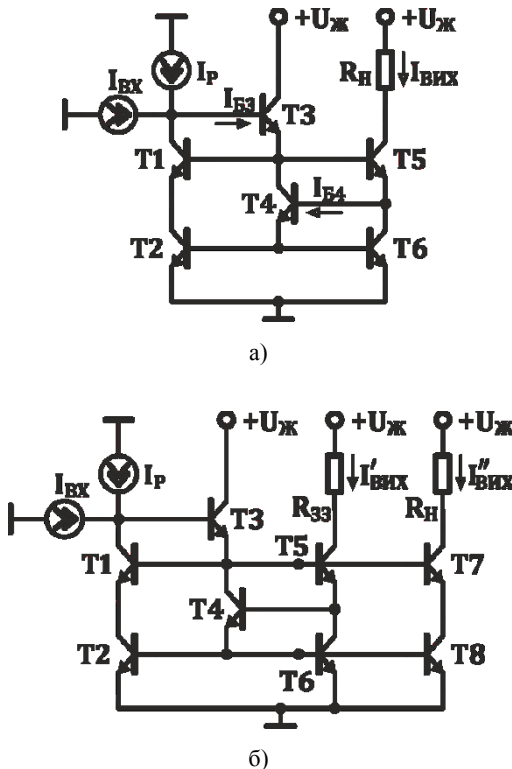


Рисунок 2. Вдосконалені відбивачі струму зі складеними діодами: а) базова схема; б) ВС із давачем рівня сигналу.

$$\begin{cases} I_{\text{ВХ}} = \beta \cdot I_{B1} + I_{B3} \\ I_{\text{ВІХ}} = \beta \cdot I_{B5} \\ (\beta + 1) \cdot I_{B3} = I_{B1} + I_{B5} + \beta \cdot I_{B4} \\ (\beta + 1) \cdot I_{B1} = \beta \cdot I_{B2} \\ (\beta + 1) \cdot I_{B5} = I_{B4} + \beta \cdot I_{B6} \\ (\beta + 1) \cdot I_{B4} = I_{B2} + I_{B6} \\ (\beta + 1) \cdot I_{B2} = (\beta + 1) \cdot I_{B6} \end{cases}$$

розв'язуючи її отримаємо залежність для $I_{\text{ВІХ}}$

$$I_{\text{ВІХ}} = \frac{\beta^2 (\beta + 1)^2 + 2\beta(\beta + 1)}{\beta^2 (\beta + 1)^2 + 4\beta(\beta + 1) + 2} \cdot I_{\text{ВХ}} \approx \left(1 - \frac{2}{\beta(\beta + 1)}\right) \cdot I_{\text{ВХ}} \approx I_{\text{ВХ}}$$

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: поперше значення вихідних струмів $I'_{ВИХ}$ та $I''_{ВИХ}$ повинні бути максимально близькі і характер їх змінення повинен максимально збігатися, а по-друге, тільки один 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.

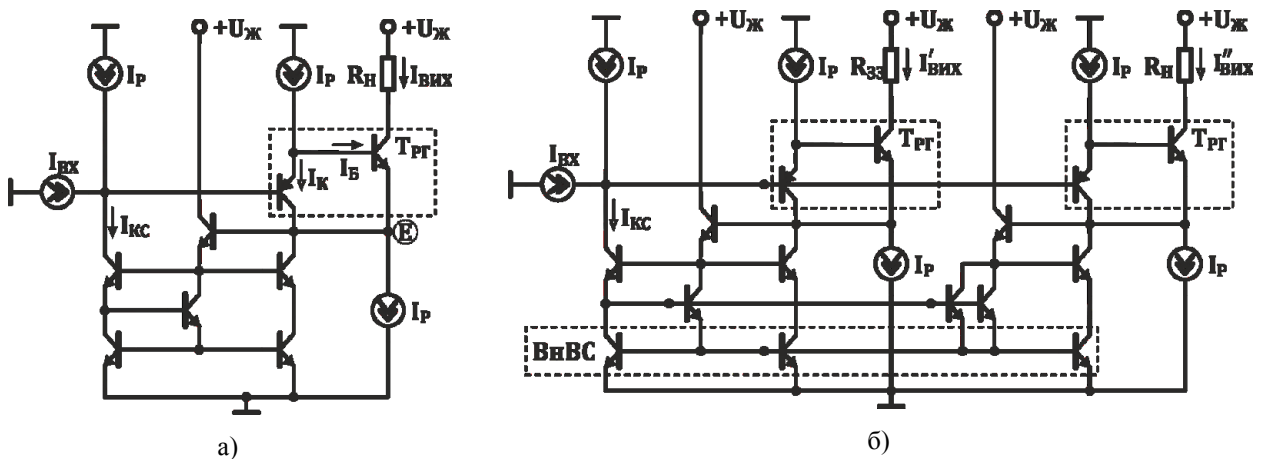


Рисунок 3. Високолінійні ВС із високоомними виходами: а) базова схема; б) ВС із давачем рівня сигналу.

Тут транзистор регулятор ($T_{РГ}$) – є композицією $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів. Такий підхід вирішує принаймні дві задачі: а) збільшує загальний коефіцієнт підсилення струму до $\beta_{РГ} = \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}$, б) передає змінення базового струму ΔI_B $p-n-p$ 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:

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

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

Останній коефіцієнт у свою чергу визначається співвідношенням вхідного опору $T_{РГ}$ 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: $r_{ВИХ} \approx 97 \text{ МОм}$, $\Delta I_{Д} = 720 \text{ нА}$.

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: $r'_{ВИХ} \approx 90 \text{ МОм}$, $r''_{ВИХ} \approx 60 \text{ МОм}$, $\Delta I'_{Д} = \Delta I''_{Д} \approx 1,7 \text{ нА}$. Таким чином досягнуто ідентичності характеристик генераторів вихідних струмів $I'_{ВИХ}$ і $I''_{ВИХ}$.

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. Розглянутий підхід дозволяє істотно (на порядок і більше) зменшити похибки лінійності передатної характеристики, а також збільшити вихідний опір.

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. С. 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. Богомолов – 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. Швидкодіючі двотактні підсилювачі постійного струму з балансним зворотним зв'язком : монографія. / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, Н. О. Біліченко – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 136 с.

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

Обертьюх Максим Романович – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, м.Вінниця, maxx331@mail.ru.

Oleksiy Azarov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dean of the Faculty of Information Technology and Computer Engineering of Vinnytsia National Technical University, Vinnytsa.

Obertyukh Maksim - post-graduate student of the Department of Computer Science of Vinnytsia National Technical University, Vinnytsa, maxx331@mail.ru.