

УДК 621.3

О. Д. Азаров, д-р техн. наук, проф.; М. Р. Обертюх, д-р філос., доц.;
О. В. Дудник, канд. техн. наук, доц.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК БАЗОВИХ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ СТРУМУ

У статті розглянуті різноманітні варіанти найпростіших двотактних перетворювачів струму з використанням в них різних способів організації підсилювальних каскадів та струмових дзеркал, що в них використовуються, різних способів організації вихідних каскадів. Виведені аналітичні співвідношення, систематизовані та перевірені за допомогою комп'ютерного моделювання такі характеристики двотактних перетворювачів струму, як коефіцієнт передачі вхідного струму, струм дрейфу нуля, вхідний та вихідний опір, також за допомогою комп'ютерного моделювання визначена похибка нелінійності їх вихідної характеристики. Розглянуто найпростіші двотактні схеми перетворювачів струму (струмові буфери) з використанням найпростіших струмових дзеркал та токових дзеркал виконаних по схемі Уілсона. Проаналізовано варіанти додавання п'яти типів простих підсилювальних каскадів до струмового буфера на найпростіших струмових дзеркалах. Також проаналізовано варіанти таких самих схем з додаванням простих підсилювальних каскадів із вихідними каскадами на найпростіших струмових дзеркалах. Аналогічно проаналізовано варіанти додавання таких самих п'яти типів простих підсилювальних каскадів до струмового буфера на токових дзеркалах по схемі Уілсона. Проаналізовано варіанти таких самих схем з додаванням простих підсилювальних каскадів із вихідними каскадами на токових дзеркалах по схемі Уілсона. Розглянуті можливості заміни в цьому випадку найпростіших токових дзеркал у підсилювальних каскадах на струмові дзеркала по схемі Уілсона. Для всіх розглянутих схем зроблено порівняльний аналіз всіх описаних в статті їх характеристик, а саме: коефіцієнта передачі вхідного струму, струму дрейфу нуля, вихідного опору, похибки нелінійності їх вихідної характеристики. На підставі цього зроблено висновки про недоліки та переваги розглянутих варіантів побудови схем, та визначено варіанти схем яким доцільно надати перевагу. Описані можливі майбутні напрямки подальших досліджень.

Ключові слова: двотактний підсилювач, струмове дзеркало, біполярний транзистор, дрейф нуля.

Вступ

Оскільки в інтегральній технології неможливо створити розділові конденсатори ємністю більше декількох десятків пікофарад, то схеми підсилювачів в ній розробляються, як правило, у вигляді підсилювачів постійного струму (ППС) [1]. Переваги ППС це проста компоновка схеми завдяки мінімальній кількості компонентів і використання резисторів, або без використання резисторів і як наслідок дешевизна. Можливість використання для посилення сигналів нульової та низької частоти. Відомо [2], що для забезпечення високої точності і швидкості перетворення й комутації аналогового сигналу інформативним параметром необхідно обирати саме струм, тому треба максимально використовувати принцип перетворення і підсилення струмів. Це обумовлено тим, що більша частина паразитних параметрів інтегральних схем являє собою ємності [3]. Тому, якщо за носій сигналу вибирати струм, а на напругу, то можна уникнути прикладення великих приростів напруг до паразитних ємностей. При цьому біполярний транзистор можна з успіхом використовувати аж до граничної частоти.

Широке поширення в мікроелектроніці отримали двотактні підсилювальні схеми [4, 5], що є підсилювачами струму, в яких вхідні сигнали, що керують транзисторами, є протифазні, а вихідні сигнали складаються. Перевагами двотактних підсилювачів струму [3] є здатність працювати як з додатними так і з від'ємними вхідними струмами і напругами. Вони характеризуються високим коефіцієнтом корисної дії (ККД) і вихідною потужністю, для них порівняно просто задається режим по постійному струму.

Актуальність

У ВНТУ під керівництвом проф. Азарова О. Д. проводилися численні дослідження двотактних підсилювачів струму та схем на їх основі [6]. Було представлено безліч варіантів різноманітних вдосконалень подібних схем, у вигляді струмових дзеркал [7], схем компенсації дрейфу нуля [8], вихідних каскадів з підвищеною здатністю навантаження [9], були запропоновані підходи до побудови двотактних підсилювачів струму з покращеними характеристиками посилення, навантажувальної здатності і ліній. Але все ж таки дещо недостатньо розглянуто питання систематизації підходів до пошуку та реалізації цих покращень та систематизації отримуваних результатів, а також до систематизації напрямів подальших досліджень. Тому дослідження цієї статті є актуальним.

Метою статті є проаналізувати різні варіанти найпростіших двотактних перетворювачів струму, визначити та систематизувати їх характеристики, зробити висновки про кращі варіанти їх побудови та напрямки подальшого аналізу.

Задачами дослідження є:

1. Проаналізувати параметри базових двотактних перетворювачів струму (струмових буферів) для визначення основних параметрів та подальшого використання у порівняльному аналізі.
2. Розглянути, проаналізувати та промодельовати варіанти додавання поодиноких підсилювальних каскадів до схем двотактних перетворювачів струму на основі найпростіших струмових дзеркал та їх варіанти з додаванням вихідних каскадів на дзеркалах подібного типу. Визначити параметри цих схем їхні переваги та недоліки.
3. Розглянути, проаналізувати та промодельовати варіанти додавання поодиноких підсилювальних каскадів до схем двотактних перетворювачів струму на основі струмових дзеркал Уілсона та їх варіанти з додаванням вихідних каскадів на дзеркалах такого ж типу. Для них також визначити робочі параметри, їхні переваги та недоліки.
4. Зробити висновки про результати проведених досліджень та запропонувати варіанти подальших досліджень.

Розв'язання задач досліджень

Найпростіший двотактний перетворювач струму запропонований [4, 5]. Для початку проаналізуємо найпростішу двотактну схему, наведену на рис. 1а вона представляє два з'єднані емітерами струмові дзеркала на транзисторах Т1, Т4 і Т2, Т5.

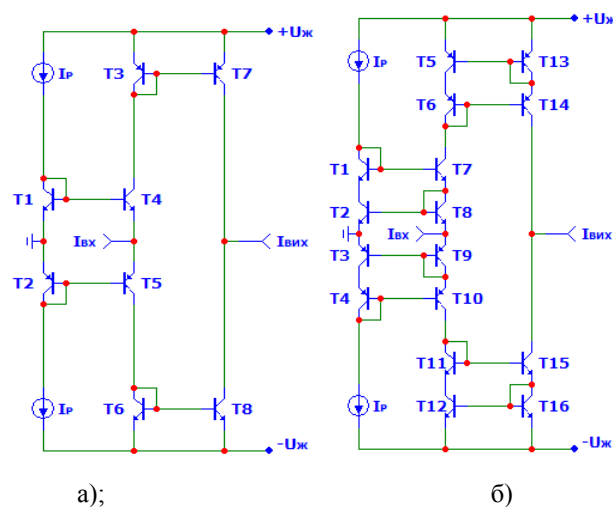


Рис. 1. Струмові буфери з використанням:
а) найпростіших струмових дзеркал; б) струмових дзеркал Уілсона

На відміну від робіт [4, 5] для постійних струмів через транзистори Т1 і Т2 замість резисторів використовуються джерела постійного струму I_p . У точку з'єднання емітерів Т4 і Т5 підмикається джерело входного сигналу (струму), точка з'єднання емітерів Т1 і Т2

підімкнена до землі. Оскільки емітери транзисторів T1, T2, T4 і T5 утворюють замкнутий контур то сума напруг у ньому дорівнює нулю – $U_{beT1}+U_{beT2}-U_{beT4}-U_{beT5}=0$ розв'язання цього рівняння розглядалося в [6] звідки струми через емітери транзисторів T4 і T5 становлять:

$$I_2 = -\frac{I_x}{2} + \sqrt{\frac{I_x^2}{4} + I_0^2} \approx I_0 - \frac{I_x}{2} + \frac{I_x^2}{8 \cdot I_0} - \frac{I_x^4}{128 \cdot I_0^3} + \dots \approx I_0 - \frac{I_x}{2}, \quad (1)$$

$$I_1 = \frac{I_x}{2} + \sqrt{\frac{I_x^2}{4} + I_0^2} \approx I_0 + \frac{I_x}{2} + \frac{I_x^2}{8 \cdot I_0} - \frac{I_x^4}{128 \cdot I_0^3} + \dots \approx I_0 + \frac{I_x}{2}, \quad (2)$$

де I_0 – струм джерела постійного струму I_p , I_x – вхідний струм. Використовується розкладанням функції у ряд Тейлора. Як бачимо за малих струмів I_x вхідний струм розділяється майже порівну. Струми I_1 і I_2 надходять на струмові дзеркала на транзисторах T3, T7 і T6, T8 відповідно. Вихідні струми струмових дзеркал I'_1 і I'_2 (струми колекторів транзисторів T7 і T8) підсумовуються та формують вихідний струм. У першому наближенні на підставі (1) – (2) сумарний струм дорівнюватиме I_x . У наступному наближенні з урахуванням базових струмів транзисторів (вихідний струм найпростіших струмових дзеркал на два базових струми транзистора менше вхідного) і падінь напруг на колекторних переходах транзисторів T4, T5, T7, T8 (виходах струмових дзеркал) струми I'_1 і I'_2 і вихідний струм $I_{вих}$ дорівнюватиме:

$$I'_1 \approx I_0 \cdot \left(1 - \frac{2}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{ppn}}\right) + \frac{I_x}{2} + \frac{\Delta U_{keT7}}{r_{k2}^*}, \quad (3)$$

$$I'_2 \approx I_0 \cdot \left(1 - \frac{2}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{ppn}}\right) - \frac{I_x}{2} + \frac{\Delta U_{keT8}}{r_{k1}^*}, \quad (4)$$

$$I_{вих} = I'_1 - I'_2 \approx I_x + (U_{DC} - \Delta U_{be}) \cdot \left(\frac{1}{r_{k2}^*} - \frac{1}{r_{k1}^*}\right), \quad (5)$$

де β_{pnp} , β_{ppn} – коефіцієнти посилення базового струму pnp і ppn транзисторів, ΔU_{be} – напруга відкритого p-n переходу, r_{k2}^* , r_{k1}^* – диференційні опори колекторів pnp і ppn транзисторів в режимі із загальним емітером. Як можна бачити з формули (5) за нульового вхідного струму вихідний струм і як наслідок необхідне додаткове зміщення нуля яке потрібно подати на вхід схеми, залежатиме від диференціальних опорів колекторів транзисторів і напруги живлення схеми, за результатами моделювання цієї схеми в програмі MicroCap 11 і використання моделей інтегральних транзисторів [15] струм дрейфу нуля становить 72,3 мкА, що за робочих струмів близько 1мА дуже багато.

Вихідний опір схеми $r_{вих}$ обчислимо як паралельне з'єднання колекторних опорів транзисторів T7 і T8 і складатиме:

$$r_{вих} = \frac{r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{r_{k1}^* + r_{k2}^*}. \quad (6)$$

За результатами моделювання цієї схеми у програмі MicroCap 11 та моделей інтегральних транзисторів [15] становитиме 19,2 КОм.

Проаналізуємо двотактну схему, наведену на рис. 1б вона впливає із попередньої схеми шляхом заміни простих струмових дзеркал на дзеркала Уілсона. Дзеркала Уілсона в першому наближенні відображають струм без спотворень (вхідний струм дзеркала дорівнює вихідному) і мають набагато більший вихідний опір (вихідний струм слабо залежить від падінь напруги на колекторних переходах вихідних транзисторів). Вихідний струм у такій схемі складатиме:

$$I_{вих} \approx I_x + \Delta U_{be} \cdot \left(\frac{1}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} - \frac{1}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right). \quad (7)$$

За результатами моделювання цієї схеми у програмі MicroCap 11 і використання моделей інтегральних транзисторів [15] струм дрейфу нуля становитиме 2,8мкА і буде слабо залежати від диференціальних опорів колекторів транзисторів та напруги живлення схеми. Вихідний опір схеми буде:

$$r_{вих} = \frac{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*}. \quad (8)$$

За результатами моделювання цієї схеми у програмі MicroCap 11 та за використання моделей інтегральних транзисторів [15] вихідний опір становитиме 529 КОм. У таблиці 1 наведені ці та інші характеристики схем, отримані в результаті моделювання. Схеми мають досить низьку похибку лінійності (одиниці мікроампер), високі частоти зрізу (близько гігагерца) та коефіцієнт посилення близько одиниці, тобто. являють собою струмові буфери з низьким вхідним опором ($r_e/2 \approx 10$ Ом, де r_e – диференціальний опір переходу база емітер) та високим вихідним опором, який значно вищий у другій схемі.

Таблиця 1

Вихідні параметри схем рис.1а, рис 1б

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності при $-1\text{мА} < I_x < 1\text{мА}$, мкА	Частота зріза, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
Рис.1а	72,3	3,89	1,3Г	π	19,2К	1,04
Рис.1б	2,8	1,58	0,52Г	π	529К	0,99

Розглянемо варіанти додавання найпростіших підсилювальних каскадів до цих схем. На рис. 2а – 2д показано варіанти додавання підсилювальних каскадів до схеми на рис. 1а. Введемо найменування схем: рис. 2а – сх. №1, рис. 2б – сх. №2, рис. 2в – сх. №3, рис. 2г – сх. №4, рис. 2д – сх. №5. Емітери транзисторів Т8 і Т9 з'єднані один з одним і через них протікає той самий струм. Різниця між цим струмом і струмами на виході струмових дзеркал на транзисторах Т3, Т7 і Т6, Т10 (струми колекторів транзисторів Т7 і Т10) надходить у бази транзисторів Т11, Т12 (сх. №1) і Т11, Т14 (сх. №4, №5) посилюється та посилені струми підсумовуються на виході схеми. У схемах сх. №2 – №3 струмові дзеркала на транзисторах Т3, Т7 і Т6, Т10 розгорнуті навпаки і відображають струм, що протікає через Т8 і Т9 формуючи однакові струми на виходах (струми колекторів транзисторів Т3 і Т6). Різниця між цим струмом і струмами на виході колекторів транзисторів Т4 і Т5 надходить до баз транзисторів Т11, Т14 (сх. №2, №3) посилюється і посилені струми також підсумовуються на виході схеми. Необхідне додаткове зміщення нуля, яке потрібно подати на вхід схеми оцінимо виходячи з припущення, що струм на виході схеми повинен дорівнювати нулю, струми через транзистори Т11, Т14 повинні бути рівними і як наслідок у бази транзисторів Т11, Т14 не повинен надходити додатковий струм. Також обчислимо вихідний опір цих схем.

Для схеми сх. №1 обчислимо струм зміщення по аналогії з (5) за умови нульового вхідного струму I_x . Для обчислення струмів зміщення в інших схемах необхідно врахувати, що в сх. №2, №3 струмові дзеркала (транзистори Т3, Т7, Т6, Т10) розгорнуті у зворотний бік, транзистори Т8 і Т9 працюють за схемою із загальною базою та врахувати базові струми транзисторів Т. Оціночні струми усунення сх. №1 – №5 становитимуть:

$$I_{cm1} = \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{npn}} - \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) + \frac{\Delta U_{keT7}}{r_{k2}^*} \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{npn}} \right) + \frac{\Delta U_{keT10}}{r_{k1}^*} \right) \approx$$

$$\approx I_0 \cdot \left(\frac{1}{\beta_{npn}} - \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) + (U_{DC} - 2 \cdot \Delta U_{be}) \cdot \left(\frac{1}{r_{k2}^*} - \frac{1}{r_{k1}^*} \right), \tag{9}$$

$$I_{cm2} = \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{npn}} + \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{pnp}} + \frac{1}{\beta_{npn}} \right) \right) \approx I_0 \cdot \left(\frac{2}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{npn}} \right), \tag{10}$$

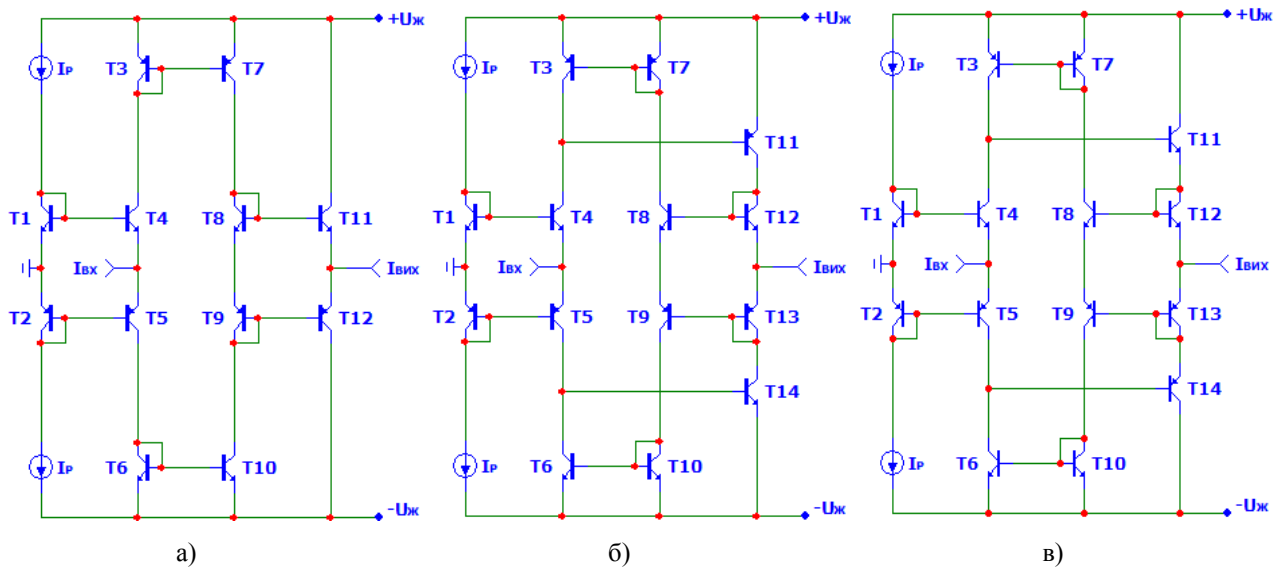
$$I_{cm3} = \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) - \frac{\Delta U_{keT3}}{r_{k2}^*} \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta_{npn}} \right) - \frac{\Delta U_{keT6}}{r_{k1}^*} \right) \approx$$

$$\approx I_0 \cdot \left(\frac{2}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{npn}} \right) + (U_{DC} - 3 \cdot \Delta U_{be}) \cdot \left(\frac{1}{r_{k1}^*} - \frac{1}{r_{k2}^*} \right), \tag{11}$$

$$I_{cm4} = \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{npn}} - \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{pnp}} - \frac{1}{\beta_{npn}} \right) \right) \approx 0, \tag{12}$$

$$I_{cm5} = \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{2}{\beta_{npn}} - \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) + \frac{\Delta U_{keT7}}{r_{k2}^*} \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{2}{\beta_{pnp}} - \frac{2}{\beta_{npn}} \right) + \frac{\Delta U_{keT10}}{r_{k1}^*} \right) \approx$$

$$\approx (U_{DC} - 3 \cdot \Delta U_{be}) \cdot \left(\frac{1}{r_{k2}^*} - \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \tag{13}$$



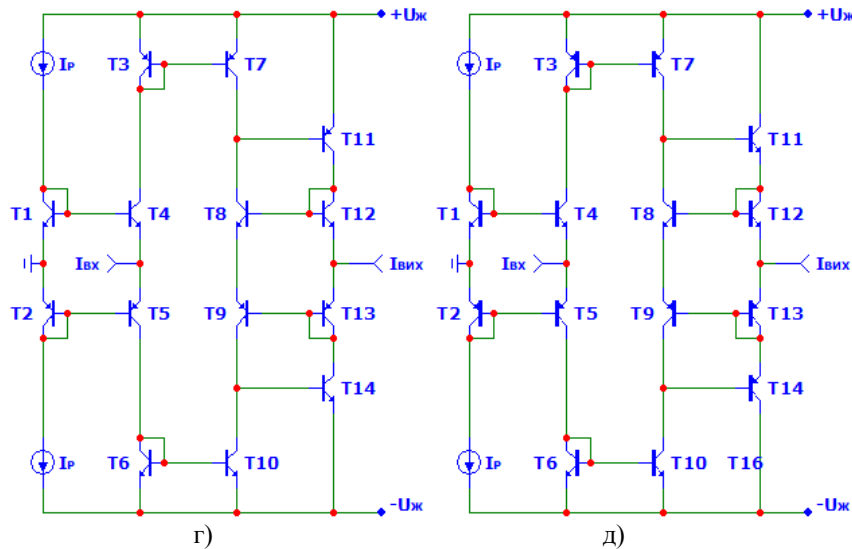


Рис. 2. Найпростіші двотактні підсилювальні схеми: а) сх.№1; б) сх.№2; в) сх.№3; г) сх.№4; д) сх.№5

де $U_{кеТ3}$, $U_{кеТ7}$, $U_{кеТ6}$, $U_{кеТ10}$ – напруги колектор-емітер відповідних транзисторів, U_{DC} – напруга живлення схеми, $I_{см1}$ - $I_{см5}$ – струми зміщення нуля схем сх.№1-№5. Для оцінки вихідного опору сх. №1 врахуємо, що за зміни вихідної напруги зміняться струми колекторів транзисторів Т7, Т10, Т11, Т12 та зміни струмів двох перших надійдуть у бази двох останніх і посиляться. Вихідний опір сх. №4, №5 обчислюється аналогічно попередньому випадку, лише сх. №4 будуть змінюватися струми колекторів Т8, Т9 а не Т7, Т10, а вони включені за схемою із загальною базою і тому ці зміни будуть суттєво меншими і вихідний опір схеми суттєво більшим. У сх. №2, №3 зміни струмів колекторів транзисторів Т8, Т9 за допомогою струмових дзеркал (Т3, Т7, Т6, Т10) передаються в бази Т11, Т14 і посилюються. У сх. №2 викликані цим зміни струмів через Т11, Т14 протилежні тим, що викликаються зміною напруги цих колекторних транзисторів. Тобто, формується негативний зворотний зв'язок, що призводить до значного збільшення вихідного опору. У сх. №3 також будуть змінюватися напруги колекторів транзисторів Т3, Т6, викликані цим зміни колекторних струмів відповідних транзисторів надійдуть у бази Т11, Т14 і посиляться. Вихідний опір цієї схеми буде того ж порядку, що ти сх. №1, №5. Вихідні опори для сх. №1 – №5 дорівнюватимуть:

$$r_{вих1} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} + 1) \cdot r_{k1}^* + (\beta_{pnp} + 1) \cdot r_{k2}^*}, \quad (14)$$

$$r_{вих2} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} - \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{1}{r_{k1}^*} - \frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* - \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} - \beta_{pnp})}, \quad (15)$$

$$r_{вих3} = \left[\left(\frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{r_{k2}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{npn}}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp}) + (\beta_{npn} \cdot r_{k2}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^*) \cdot (\beta_{npn} - \beta_{pnp})}, \quad (16)$$

$$r_{вих4} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp})}, \quad (17)$$

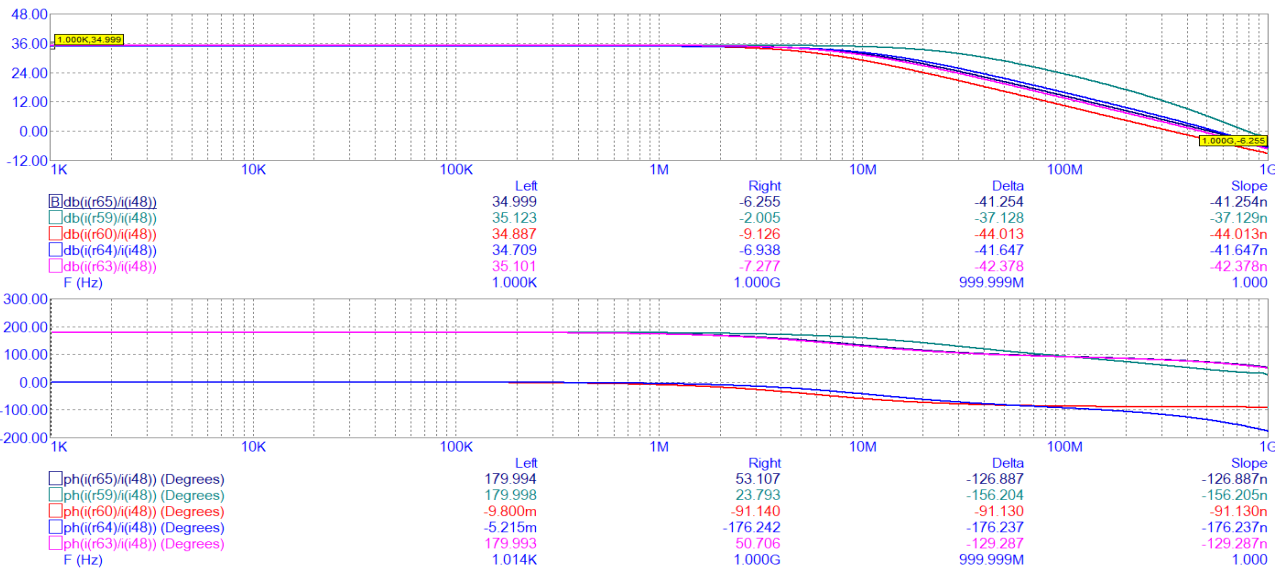
$$r_{вих5} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{pnp}}{r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{pnp} + 1) \cdot r_{k1}^* + (\beta_{pnp} + 1) \cdot r_{k2}^*}, \quad (18)$$

де $r_{вих1}$ - $r_{вих5}$ – вихідні опору схем сх. №1 – №5. У таблиці 2 наведені ці та інші характеристики, отримані в результаті моделювання цих схем у програмі MicroCap 11 і при використанні моделей інтегральних транзисторів [15]. На рис. 3а – в представлені амплітудно-частотні характеристики схем, вихідні опори та характеристики їхньої нелінійності.

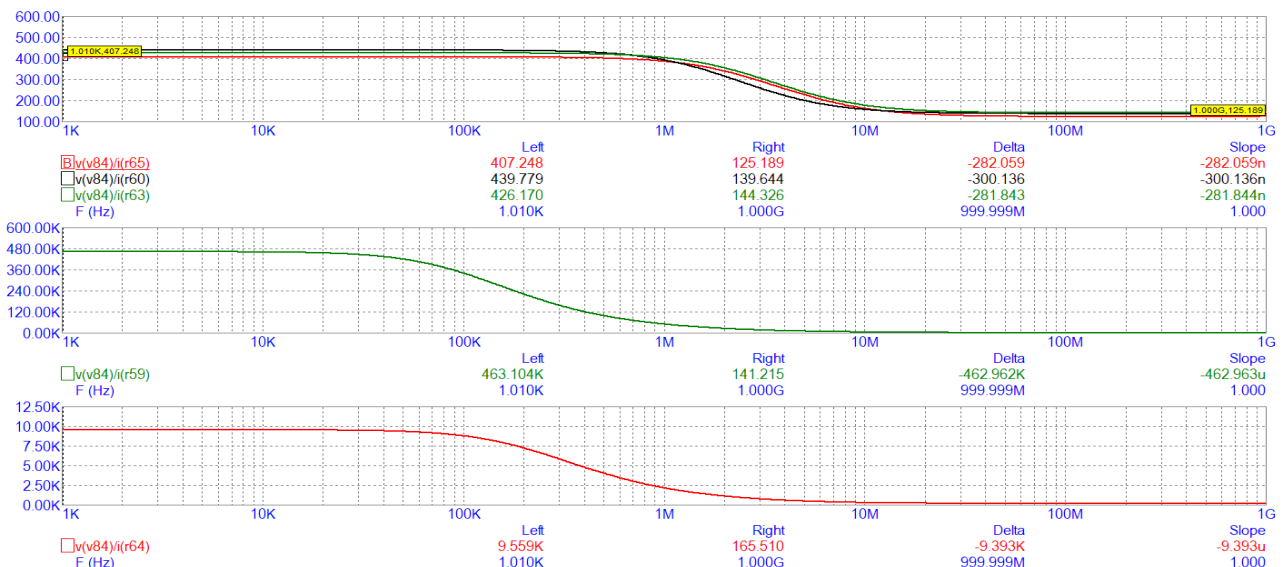
Таблиця 2

Вихідні параметри схем сх. №1 – №5

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності за $-1\text{мА} < I_X < 1\text{мА}$, мкА	Частота зріза, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
сх.№1	68,4	49,2	9,5М	π	407	46,9
сх.№2	14,6	-85,7	27,3М	π	463К	57,0
сх.№3	-39,3	70,7	6,0М	0	440	42,7
сх.№4	-15,1	-79,3	11,3М	0	9,56К	54,4
сх.№5	41,8	57,7	8,3М	π	426	43,8



a)



b)

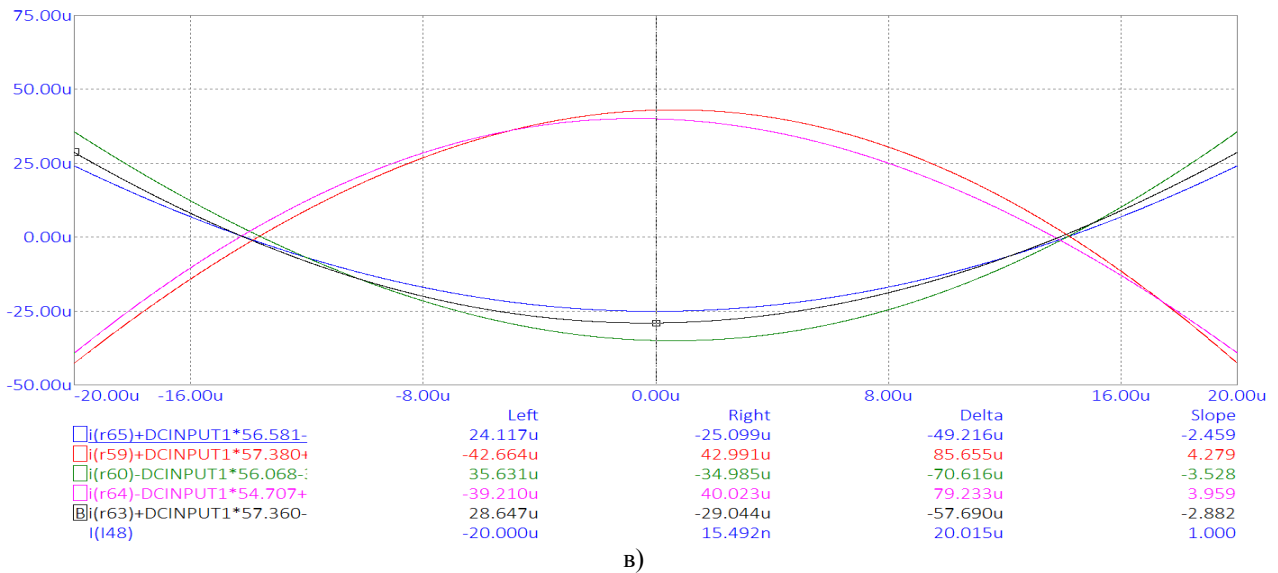


Рис. 3. Характеристики схем – сх. №1 (r65), сх. №2 (r59), сх. №3 (r60), сх. №4 (r64) сх. №5 (r63):
а) коефіцієнт посилення вхідного струму; б) вихідний опір; в) нелінійність передавальної характеристики

З отриманих даних можна зробити такі висновки. Коефіцієнти посилення K_I всіх схем (сх. №1 – №5) будуть приблизно однакові і рівні середнього значення коефіцієнтів посилення струму бази r_{np} і r_{pp} транзисторів:

$$K_I = \frac{\beta_{npn} + \beta_{ppp}}{2}. \quad (19)$$

Приблизно таку ж величину частоти зрізу схем менше, ніж у схеми на рис. 1а, тобто. зменшення пропорційно частоті посилення схеми, також для сх. №1, сх. №2, сх. №5 вихідний зсув фаз становить 180° , тобто. вони інвертують сигнал. Сх. №3, сх. №4 вихідний сигнал не інвертують. Характеристики лінійності всіх схем значно гірші, ніж для схеми на рис. 1а та обумовлені відмінностями параметрів r_{np} (основне посилення негативного сигналу) та r_{pp} (основне посилення позитивного сигналу) транзисторів, похибка нелінійності становить 0,05 – 0,1 вихідного діапазону.

Струми зміщення нуля схем дуже великі (до 0,05 вихідного діапазону) і залежать від напруги живлення схем як видно за результатами моделювання та з формул (9) – (13), що ускладнює створення компенсуючих механізмів у загальному випадку, ця залежність дещо нижча для сх. №2 і сх. №4. Вихідний опір сх. №1, сх. №3, сх. №5 за рахунок наявності позитивного зворотного зв'язку становить близько 300 Ом (при врахуванні взятого під час моделювання резистора навантаження в 100 Ом) і мало для схеми, що є підсилювачем струму. Вихідний опір сх. №2 високий за рахунок наявності негативно зворотного зв'язку і становить близько 500 КОМ.

Розглянемо варіанти сх. №1 – №5 утворені шляхом додавання до них вихідних каскадів із найпростіших струмових дзеркал, варіант такого перетворення для сх. №5 наведено на рис. 4а. У ньому колишній вихід схеми (точка з'єднання емітерів транзисторів T13 і T14) підключений до землі, а до колекторів транзисторів T12 і T15 підключені найпростіші дзеркала струмові на транзисторах T11, T17 і T16, T18 відповідно. Точка з'єднання колекторів транзисторів T17, T18 підключена до виходу схеми. Позначимо ці схеми відповідно сх. №1а – сх. №5а. Вихідний опір всіх схем буде приблизно однаковим, і визначатиметься формулою (6). У таблиця 3 наведено характеристики, отримані в результаті моделювання цих схем у програмі MicroCap 11. На рис. 5 наведені отримані в результаті моделювання вихідні опори схем.

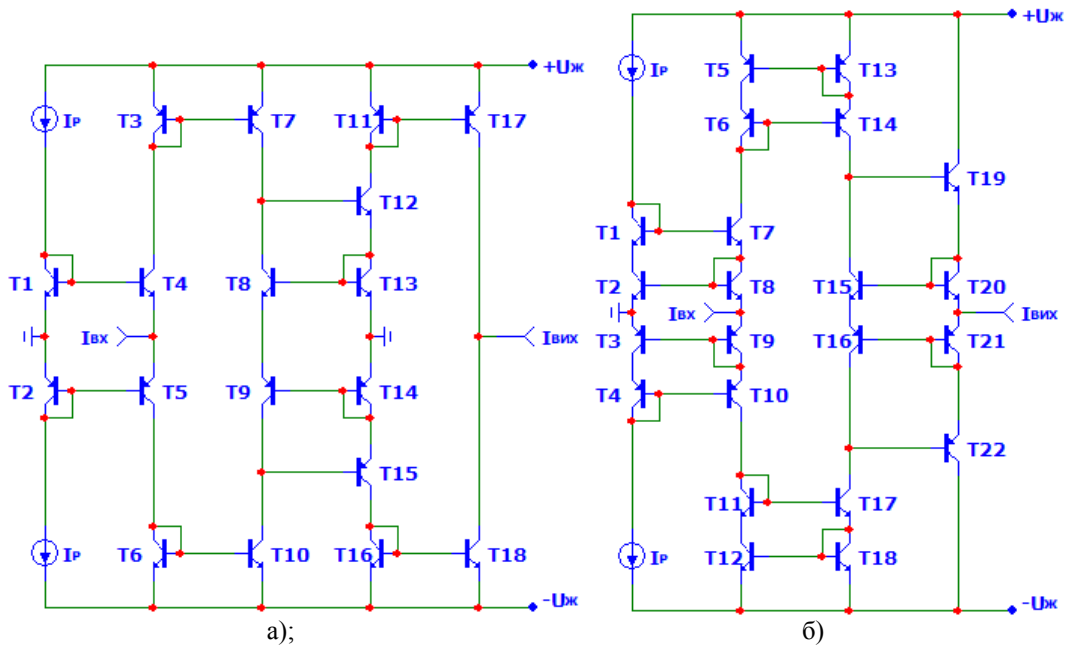


Рис. 4. Двотактні підсилювальні схеми: а) з вихідним каскадом із найпростіших струмових дзеркал; б) з використанням струмових дзеркал Уїлсона

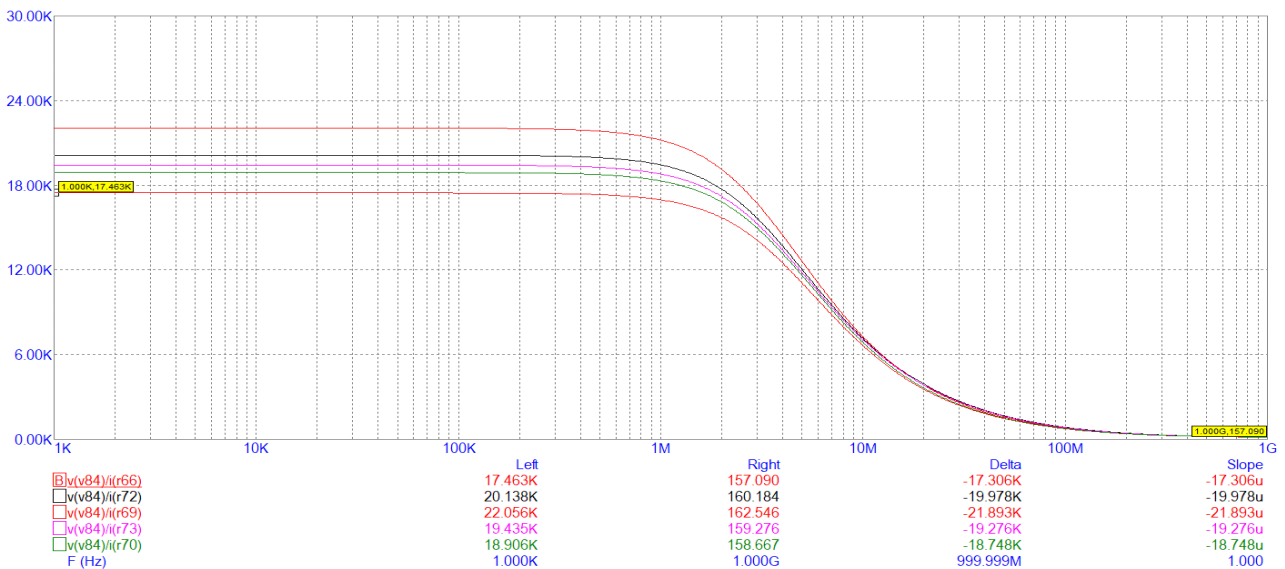


Рис. 5. Вихідний опір схем – сх. №1а (r66), сх. №2а (r72), сх. №3а (r69), сх. №4а (r72) сх. №5а (r70)

Таблиця 3

Вихідні параметри схем сх. №1а – №5а

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності при $-1\text{mA} < I_X < 1\text{mA}$, мкА	Частота зріза, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
сх. №1а	70,0	68,3	33,8	π	17,4K	62,3
сх. №2а	-1,7	-75,0	18,2	π	20,1K	57,9
сх. №3а	-40,7	94,3	15,9	0	22,1K	55,8
сх. №4а	2,0	-70,4	16,6	0	19,4K	56,6
сх. №5а	43,4	80,2	20,5	π	18,9K	57,6

Як очевидно з представлених результатів поліпшилися вихідні опору схем (крім сх. №2) стали приблизно однаковими і рівними близько 20 КОм. Дещо покращилися струми зміщення для сх. №2 і сх.№4 і трохи зросли частоти зрізу, інші показники схем залишилися приблизно незмінними.

Розглянемо варіанти сх. №1 – №5 утворені шляхом заміни найпростіших струмових дзеркал на транзисторах T1 і T4, T2 і T5, T3 і T7, T6 і T10 на струмові дзеркала Уїлсона, найпростіші струмові дзеркала на транзисторах T8 і T12, T9 і T10. Варіант такого перетворення для сх. №5 наведено на рис. 4б. Струмові дзеркала Уїлсона відрізняються від найпростіших тим, що їх вихідний струм дорівнює вхідному струму і вихідні транзистори струмових дзеркал Уїлсона працюють у режимі із загальною базою (їх вихідний опір в β разів більше). Позначимо ці схеми відповідно сх. №1б – сх. №5б. З урахуванням вищенаведеного формули (9) – (13) з метою оцінки вхідних струмів зміщення схем сх. №1б – №5б набудуть вигляду:

$$I_{см1} = \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{npn}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \right) \approx I_0 \cdot \left(\frac{1}{\beta_{pnp}} - \frac{1}{\beta_{npn}} \right), \quad (20)$$

$$I_{см2} = \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_{npn}} - \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_{pnp}} - \frac{1}{\beta_{npn}} \right) \right) \approx I_0 \cdot \left(\frac{2}{\beta_{npn}} - \frac{2}{\beta_{pnp}} \right), \quad (21)$$

$$I_{см3} = \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta_{npn}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right) \right) \approx I_0 \cdot \left(\frac{2}{\beta_{npn}} - \frac{2}{\beta_{pnp}} \right), \quad (22)$$

$$I_{см4} = \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_{npn}} + \frac{1}{\beta_{pnp}} \right) \right) - \left(I_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_{pnp}} + \frac{1}{\beta_{npn}} \right) \right) \approx 0, \quad (23)$$

$$I_{см5} = (I_0 \cdot (1)) - (I_0 \cdot (1)) \approx 0. \quad (24)$$

Вихідні опори схем сх. №1б – №5б на підставі формул (14) – (18) набудуть вигляду:

$$r_{вих1} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp})}, \quad (25)$$

$$r_{вих2} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} - \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{1}{r_{k1}^*} - \frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* - \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} - \beta_{pnp})}, \quad (26)$$

$$r_{вих3} = \left[\left(\frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} + \frac{1}{r_{k2}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp}) + (r_{k1}^* + r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp})}, \quad (27)$$

$$r_{вих4} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp})}, \quad (28)$$

$$r_{вих5} = \left[\left(\frac{1}{r_{k2}^*} + \frac{\beta_{pnp}}{\beta_{npn} \cdot r_{k1}^*} \right) + \left(\frac{\beta_{npn}}{\beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*} + \frac{1}{r_{k1}^*} \right) \right]^{-1} = \frac{\beta_{npn} \cdot \beta_{pnp} \cdot r_{k1}^* \cdot r_{k2}^*}{(\beta_{npn} \cdot r_{k1}^* + \beta_{pnp} \cdot r_{k2}^*) \cdot (\beta_{npn} + \beta_{pnp})}, \quad (29)$$

У таблиці 4 наведено характеристики отримані в результаті моделювання цих схем у програмі MicroCap 11. На рис. 6а, б представлені амплітудно-частотні характеристики схем та вихідні опори.

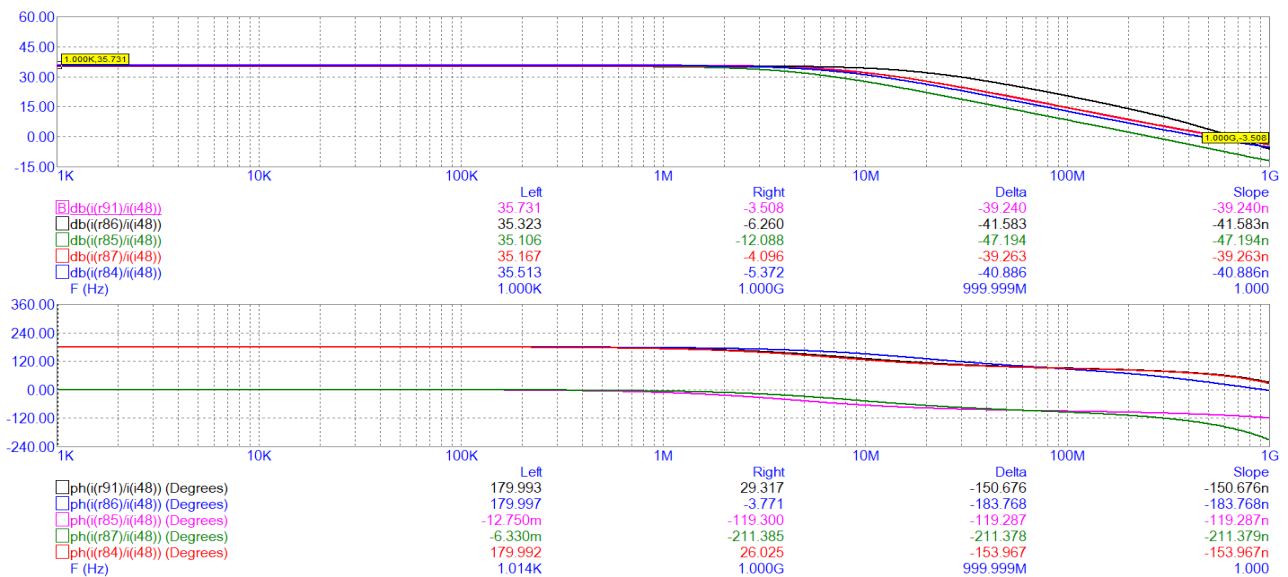
Таблиця 4

Вихідні параметри схем сх. №1б – №5б

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності за $-1 \text{ мА} < I_X < 1 \text{ мА}$, мкА	Частота зріза, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
сх.№1б	12,4	85,5	8,5	π	5,67 К	61,2
сх.№2б	-20,4	-97,9	18,7	π	177 К	58,4
сх.№3б	-21,9	91,6	4,6	0	3,21 К	56,9
сх.№4б	0,8	-93,4	9,3	0	9,19 К	57,3
сх.№5б	0,4	94,0	7,2	π	5,52 К	59,7

З отриманих даних можна зробити такі висновки. На відміну від сх. №1 – сх. №5, струми зміщення нуля схем не залежать від напруги живлення схем як видно з формул (20) – (24) і є арифметичною комбінацією базових струмів r_{np} і r_{pn} транзисторів, що уможливорює створення компенсуючих механізмів у загальному випадку і доведення їх до рівня сх.№5 та сх.№4 (долей мікроампера). Вихідний опір сх. №1б, сх. №3б – сх. №5б становить близько 5 КОм і значно поліпшився, вихідний опір сх. №2б високий за рахунок наявності негативного зворотного зв'язку і становить близько 200 КОм, інші характеристики схем залишилися приблизно тими ж.

Розглянемо варіанти сх. №1б – №5б утворені шляхом додавання до них вихідних каскадів з струмових дзеркал Уїлсона. Варіант такого перетворення для сх. №5 наведено на рис. 7а. У ньому попередній вихід схеми підімкнений до землі, а виходи доданих струмових дзеркал з'єднані та підімкнені до виходу схеми. Позначимо ці схеми відповідно сх. №1в – сх. №5в. Вихідний опір всіх схем буде приблизно однаковим, і визначатиметься формулою (8). У таблиці 5 наведено характеристики, отримані в результаті моделювання цих схем програми MicroCap 11.



a)

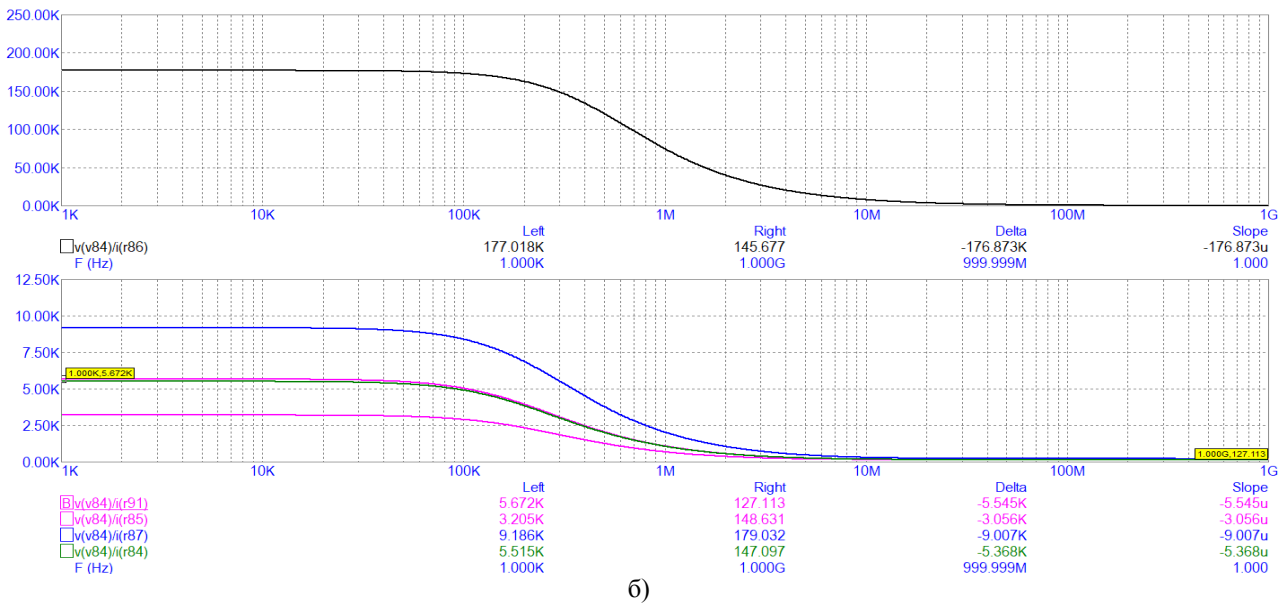


Рис. 6. Характеристики схем – сх. №1б(г91), сх. №2б(г86), сх. №3б(г85), сх. №4б(г87) сх. №5б(г84):
 а) коефіцієнт посилення вхідного струму; б) вихідний опір

Таблиця 5

Вихідні параметри схем сх. №1в – №5в

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності за $-1\text{mA} < I_X < 1\text{mA}$, мкА	Частота зріза, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
сх. №1в	11,7	89,2	30,5	π	502K	58,6
сх. №2в	-19,4	-93,0	13,8	π	498K	57,9
сх. №3в	-20,9	98,1	16,1	0	542K	56,7
сх. №4в	-2,3	-90,1	13,7	0	473K	57,5
сх. №5в	0,6	94,8	18,9	π	530K	57,1

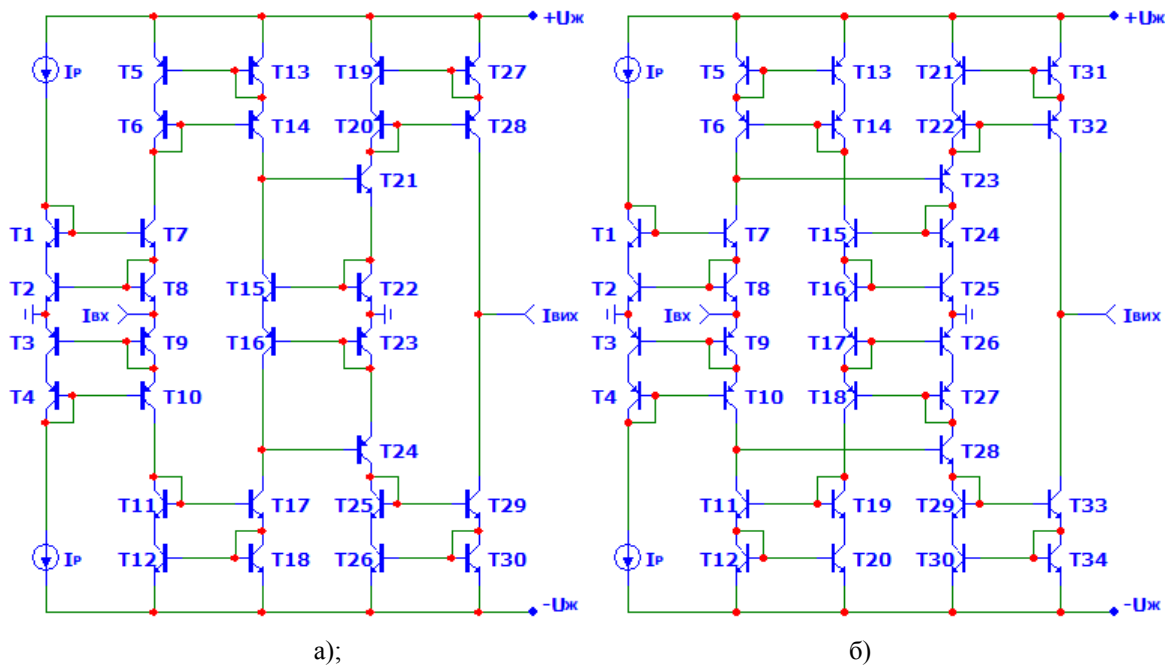


Рис. 7. Двотактні підсилювальні схеми: а) з вихідним каскадом із струмових дзеркал Уїлсона;
 б) із високою лінійністю перехідної характеристики

Як видно з наведених результатів, значно покращилися вихідні опори схем і стали приблизно однаковими і рівними близько 500 КОм. Незначно зросли частоти зрізу, інші показники схем залишилися приблизно такі самі.

Розглянемо варіанти сх. №1 – №5 утворені шляхом заміни найпростіших струмових дзеркал на транзисторах T1 і T4, T2 і T5, T3 і T7, T6 і T10 на струмові дзеркала Уїлсона, і на відміну від схем сх. №1б – №5б найпростіші і струмові дзеркала на транзисторах T8 та T12, T9 та T13 також піддаються такій заміні. Також до схем додаються вихідні каскади з струмових дзеркал Уїлсона, як у сх. №1в – №5в. Позначимо ці схеми відповідно сх. №1г – сх. №5г. Сх. №1г буде аналогічна сх. №5в, сх. №3г і сх. №4г, як показало моделювання непрацездатні. Сх. №2г наведена на рис. 7б. У таблиці 6 наведено характеристики отримані в результаті моделювання сх. №2г та сх. №5г у програмі MicroCap 11. На рис. 8 представлені характеристики їхньої нелінійності.

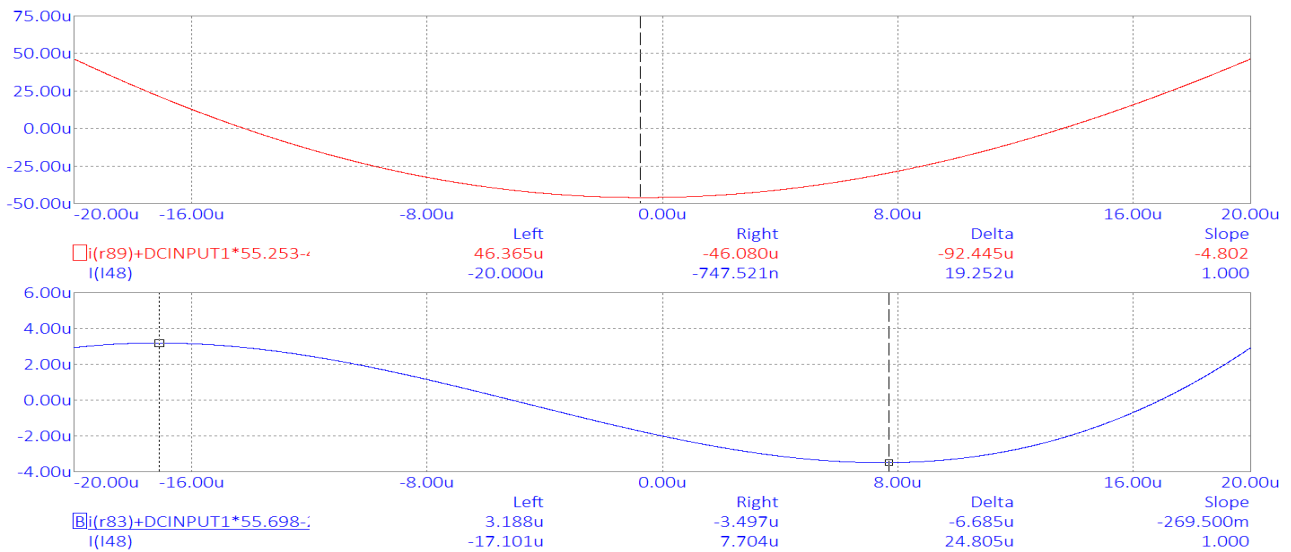


Рис. 8. Нелінійність передавальної характеристики схем – сх. №5г (r89), сх. №2г (r83)

Відмінність від сх. №2в і сх. №5в полягає вдвічі меншому коефіцієнті посилення й у два рази більшій частоті зрізу відповідно тому, що у посиленні негативного та позитивного сигналів беруть участь по два транзистори (T23, T25 і T26 та T28 відповідно). Через те, що у посиленні і негативного і позитивного сигналів у сх. №2г беруть участь як рnp, так і npn транзистори похибка лінійності схеми набагато нижча і знаходиться на рівні схем на рис. 1 і становить 7 мкА.

Таблиця 6

Вихідні параметри схем сх. №2г, №5г

Схема	Струм зміщення нуля, мкА	Похибка лінійності за $-1\text{mA} < I_X < 1\text{mA}$, мкА	Частота зрізу, Гц	Вихідний зсув фази	Вихідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення
сх.№2г	-10,2	-6,9	32,0	π	506 К	28,0
сх.№5г	11,2	92,4	32,5	π	544 К	27,5

Загалом можна зробити такі висновки. Побудова вихідних каскадів з використанням струмових дзеркал значно збільшує, і за окремими винятками робить рівними вихідні опори схем з різними варіантами поодиноких підсилювальних каскадів (згідно з формулами (6) і (8) до 20 Ком і 500 КОм для найпростіших і струмових дзеркал Уїлсона відповідно за результатами моделювання для використаних типів транзисторів). Використання струмових дзеркал Уїлсона також значно збільшує вихідні опори цих схем і значно зменшує, або дозволяє за допомогою простих способів компенсації зменшити до подібного рівня вхідні струми дрейфу нуля (до часток мікрвольта за результатами моделювання для використаних типів транзисторів). У разі використання найпростіших струмових дзеркал вхідні струми

дрейфу нуля вище та залежать від напруг живлення і погано піддаються систематизованій компенсації. Коефіцієнти посилення схеми дорівнюють (19) і в стільки ж разів зменшується частота зрізу схеми (погіршуються частотні показники схеми). Тобто, тут зворотна залежність параметрів, але чи залежить зменшення частоти зрізу від загального коефіцієнта підсилення чи показника β транзисторів це завдання подальшого дослідження схем із двома чи більше підсилювальними каскадами. Застосування схем Уїлсона частотні характеристики для коефіцієнта посилення не змінює, але дещо погіршуються частотні характеристики вихідного опору (на частоті 1МГц 20 Ком та 100 КОм для найпростіших і струмових дзеркал Уїлсона відповідно за результатами моделювання). Також встановлено, що частина схем інвертує вхідний сигнал, частина ні. Похибка лінійності двотактних схем з поодинокими підсилювальними каскадами значно гірше такої похибки базових двотактних перетворювачів струму (в середньому в 30 разів, від 2 – 4 мкА до 50 – 90 мкА), що обумовлено відмінностями параметрів r_{np} (основне посилення негативного сигналу) і r_{pn} (основне посилення позитивного сигналу) транзисторів. Тут є один виняток (сх. №2г), де в підсилювальних каскадах використовується комбінація r_{np} і r_{pn} транзисторів та погіршення похибки лінійності практично не відбувається. Похибки лінійності вносяться переважно різними базовими струмами r_{np} і r_{pn} транзисторів і мають зменшуватися зі збільшенням показника β транзисторів. Також є завдання з'ясувати поведінку цього параметра для схем із двома чи більше підсилювальними каскадами. Усі зазначені схеми мають один вхід та один вихід. На основі вищенаведеного можна зробити висновок, що варіантом побудови, яким надається перевага, є побудова схем на основі струмових дзеркал Уїлсона з вихідними каскадами на дзеркалах цього ж типу. Пропонується проаналізувати варіанти двотактних підсилювачів струму з двома та більш підсилювальними каскадами для аналізу їх параметрів, особливо похибки лінійності, частоти зрізу подібних схем.

Висновки

1. Проаналізовано параметри базових двотактних перетворювачів струму (струмових буферів), отримано аналітичні вирази для вихідного струму, вихідного опору, результати моделювання струму зсуву нуля, похибки лінійності, частоти зрізу, вихідного опору, коефіцієнта посилення цих схем.

2. Розглянуті, проаналізовані та промодельовані варіанти додавання поодиноких підсилювальних каскадів до схем двотактних підсилювачів струму на основі найпростіших струмових дзеркал та їх варіанти з додаванням вихідних каскадів на струмових дзеркалах подібного типу. Отримано аналітичні вирази для струму зсуву нуля, вихідного опору, коефіцієнта посилення результати моделювання для струму зміщення нуля, похибки лінійності, частоти зрізу, вихідного опору, коефіцієнта посилення схеми. Як недоліки зазначені високі струми усунення нуля, в основному низькі вихідні опори, за винятком схем з додаванням вихідних каскадів на струмових дзеркалах, високі похибки лінійності схем.

3. Розглянуті, проаналізовані та промодельовані варіанти додавання поодиноких підсилювальних каскадів до схем двотактних підсилювачів струму на основі струмових дзеркал Уїлсона та їх варіанти з додаванням вихідних каскадів на дзеркалах такого ж типу. Для них також отримані аналітичні вирази для струму зміщення нуля, вихідного опору, коефіцієнта посилення результати моделювання для струму зміщення нуля, похибки лінійності, частоти зрізу, вихідного опору, коефіцієнта посилення схеми. Як недоліки вказані високі похибки лінійності схем (за одним примітним винятком). До переваг віднесені низькі або компенсовані струми усунення нуля, досить високі вихідні опори, особливо для схем з додаванням вихідних каскадів на струмових дзеркалах

4. Зроблено висновки в результаті проведених досліджень про варіанти побудови двотактних підсилювачів струму з поодинокими підсилювальними каскадами і запропоновано проаналізувати варіанти подібних схем з двома і більше підсилювальними каскадами.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Grebene A. B. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design., New York, USA, Wiley-Interscience, 2003, 912 p.
2. Jones M. H. A practical introduction to electronic circuits. 3-rd ed., Cambridge, United Kingdom, Cambridge University Press, 1995, 522 p.
3. Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph, Halbleiter- Schaltungs-technik. 12. Auflage, Springer-Verlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. K, 2002, 1606 p
4. Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point : pat. 3852678 United States : IPC H03F 3/26. №358152 ; appl. 07.05.1973 : publ. 12.10.1976.
5. Push-pull amplifier : pat. 4218638 United States : IPC H01J 29/70, H03F 3/26. №955540 ; appl. 30.10.1978 : publ. 19.08.1980.
6. Азаров О. Д., Богомоллов С. В. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія. УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013. 142 с.
7. Азаров О. Д., Теплицький М. Ю., Гарнага В. А. Двотактні підсилювачі постійного струму на базі двонаправлених відбивачів струму. Проблеми інформатизації та управління. 2011, №2 (34). С. 15–22
8. Азаров О. Д., Теплицький М. Ю. Метод неперервного коригування струму зсуву нуля двотактних підсилювачів постійного струму. Вісник вінницького політехнічного інституту. 2015, №1. С. 129–135
9. Метод підвищення навантажувальної здатності високолінійних двотактних буферних пристроїв напруги / О. Д. Азаров та ін. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2012. № 3. С. 47–54.
10. Вхідні каскади двотактних високолінійних швидкодіючих підсилювачів постійного струму / О. Д. Азаров та ін. *Проблеми інформатизації та управління*. 2015. №2 (50). С. 13–21.
11. Азаров О. Д., Гарнага В. А., Богомоллов С. В. Двотактні підсилювачі постійного струму із симетричною структурою. Вісник Хмельницького національного університету. 2008. №4. С. 20–24.
12. Азаров О. Д., Гарнага В. А. Похибки лінійності двотактного симетричного підсилювача постійного струму. *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*. 2008. №1 (11). С. 124–132.
13. Азаров О. Д., Обертюх М. Р. Спеціалізовані двотактні підсилювачі струму для перетворювачів аналогових сигналів. Вісник вінницького політехнічного інституту. 2018. №1 (136). С.117–125.
14. Азаров О. Д., Медяний Р. М., Ткачук А. П. Метод зменшення температурного дрейфу струму зсуву нуля у двотактних підсилювачах струму. Вісник вінницького політехнічного інституту. 2018. №4. С. 15–22.
15. HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, Intersil Corporation™. URL: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>.

Стаття надійшла до редакції 05.03.2026.

Стаття пройшла рецензування 11.03.2026.

Стаття опублікована 31.03.2026.

Азаров Олексій Дмитрович – д-р техн. наук, професор, професор кафедри обчислювальної техніки, ORCID: 0000-0002-8501-1379, e-mail: azarov2@vntu.edu.ua.

Обертюх Максим Романович – д-р філос., доцент кафедри обчислювальної техніки, ORCID: 0000-0002-8501-1379, e-mail: obertuh@vntu.edu.ua.

Дудник Олександр Вікторович – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри обчислювальної техніки, ORCID: 0009-0005-3684-965X, e-mail: dudniksasha@gmail.com.

Вінницький національний технічний університет.