

МЕТОДИ ЗАДАННЯ РОБОЧИХ ТОЧОК ПРОМІЖНИХ КАСКАДІВ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Розглянуто існуючі схеми двотактних підсилювачів постійного струму і запропоновано нові методи задання робочих точок їх проміжних каскадів. Розроблено класифікацію методів задання робочих точок підсилювальних каскадів такого класу схем. Показано, що підсилювачі постійного струму, побудовані за запропонованими методами, мають більший коефіцієнт передачі по струму порівняно з аналогами і при цьому зберігають усі переваги двотактних структур

Вступ

Значна кількість сучасних підсилювачів постійного струму (ППС) застосовують переважно однокатну структуру, що містить три каскади, а саме: диференційний каскад на вході, однокатний каскад у проміжному підсилювальному тракту і двотактний каскад на виході. Такий підхід переважно передбачає принцип підсилення і перетворення напруг [1, 2]. Перевагами вказаних схем є функціональна універсальність, що дозволяє будувати на їх основі різні електронні пристрої (операційні підсилювачі, буферні елементи, пристрої вибірки-зберігання аналогових сигналів, компаратори і т. д.). Проте підсилювачі з однокатною структурою мають певні недоліки: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо, при збільшенні амплітуди і частоти вхідного сигналу, асиметричність реакції по виходу на вхідний двополярний імпульсний сигнал. Певною альтернативою до розглянутих вище схем є двотактні підсилювачі постійного струму [1–4]. Проте, головною проблемою відомих моделей таких підсилювачів є складність задання робочих точок проміжних каскадів.

Актуальність

Відомі двотактні ППС, побудовані як на польових [4], так і на біполярних [1–3] транзисторах, мають загальний недолік – низький коефіцієнт підсилення. Слід відзначити, що під час проектування

таких пристроїв виникає проблема стикування виходів вхідного каскаду (ВхК), що реалізує фазорозщиплення вихідних струмів, із входами проміжних підсилювальних каскадів (ПрК). Це пов'язано з тим, що безпосереднє стикування виходів ВхК зі входами ПрК призведе до значного переважання останніх. У відомих схемах двотактних ППС ця проблема вирішується шляхом уведення проміжних відбивачів струму. Проте такий підхід призводить до зменшення ефективного підсилення на каскад. Це значно обмежує номенклатуру, а також статичні характеристики мікросхем двотактних ППС, що випускаються серійно [1, 4]. Водночас використання двотактних структур потенційно може бути перспективним за умови вирішення проблеми задання робочих точок проміжних каскадів [5, 6]. Це дозволило б збільшити коефіцієнт підсилення, а також зберегти високу лінійність передатної характеристики і симетричність реакції перехідної характеристики на вхідний двополярний імпульсний сигнал.

Вирішувати проблему задання робочих точок проміжних підсилювальних каскадів автори пропонують за допомогою двох методів: а) переведення вхідного двотактного каскаду у режим мікрострумів [7, 8]; б) застосування компенсаційних струмів, що формуються за допомогою багатоконтурних зворотних зв'язків на основі двонаправленого відбивача струму (ДВС) [9, 10]. Проте, для вказаних підходів відсутні ґрунтовні

праці, що описують такі методи. Саме тому, тема статті, присвячена вирішенню вказаної проблеми, є актуальною.

Метою досліджень

Є аналіз методів задання струму робочої точки I_p для проміжних каскадів двотактних ППС.

Постановка задач

1. Проаналізувати існуючі підходи щодо побудови двотактних ППС.
2. Розглянути запропоновану класифікацію методів задання I_p проміжних каскадів у двотактних ППС.
3. Проаналізувати аналітичні співвідношення між струмами в робочих точках для запропонованих схем ППС.

Розв'язання задач

Аналіз схеми існуючих двотактних ППС, що випускаються провідними компаніями у галузі мікроелектроніки, зок-

рема, такими як *Analog Device*, *ON Semiconductor*, *Intersil* та ін. демонструє, що вони мають подібну чотирикаскадну структуру. Це можна проілюструвати на прикладі моделі *NCS2535* [11], схему якої зображено на рис. 1. Тут перший каскад (I) є входним і являє собою самоповняльну схему із загальною базою із фазорозщипленням вихідних струмів. Другий каскад (II) побудовано на базі струмових дзеркал, що передають сигнал із ВхК на вихідний каскад. Останній для цієї моделі складається з передкінцевого двотактного каскаду (III) на транзисторах T_7 і T_8 , що виконує функцію фазорозщиплювача, та кінцевого (IV) на T_9 і T_{10} , побудованого у вигляді самоповняльного емітерного повторювача. Джерела струму I_1 та I_2 і діоди D_1 та D_2 задають режим роботи для транзисторів вхідного каскаду T_2 і T_3 відповідно.

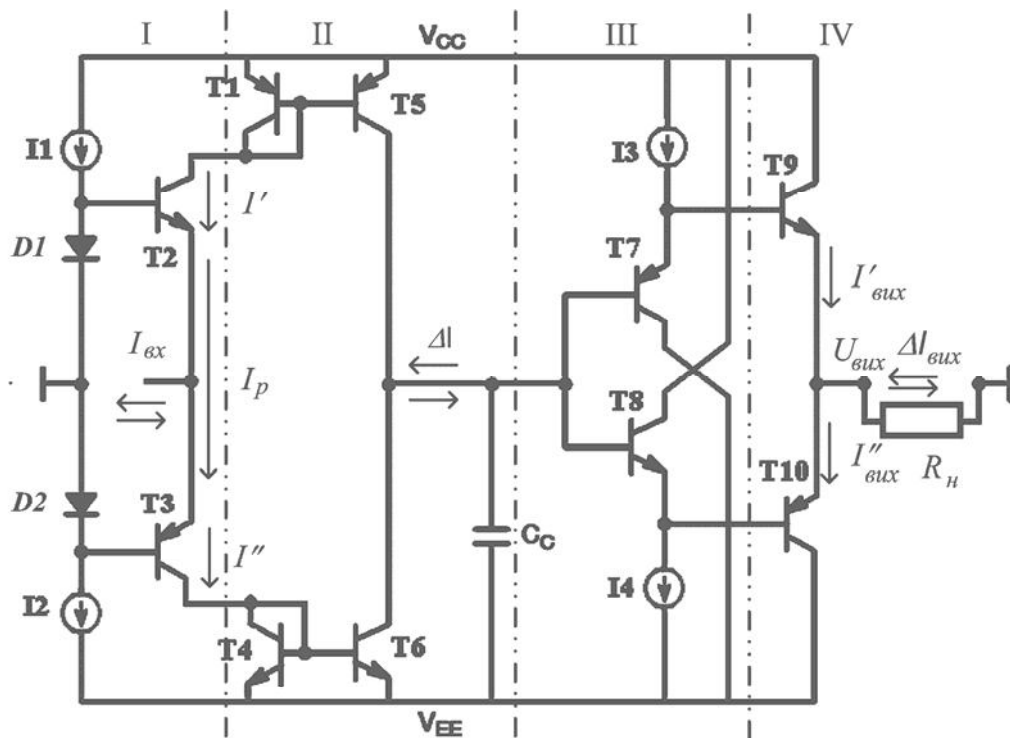


Рис. 1. Двотактний чотирикаскадний ППС NCS2535 (Схема 1)

Для задання робочого струму для ПрК і ВихК використовуються джерела струму I_3 та I_4 . При відсутності вхідного струму $I_{вх}=0$ будемо мати:

$$I' \approx I'' = I_p.$$

Якщо ж на вході схеми буде протікати струм $I_{вх}$, то баланс буде порушуватися і вихідний струм ΔI буде формуватися як різниця між I' та I'' , значення яких розраховується з рівнянь:

$$I_{вх} \quad \Delta I = I' - I'',$$

де I' та I'' визначаються так [12]:

$$I' = -\frac{1}{2}I_{ax} + \sqrt{\frac{I^2}{4} + I_p^2};$$

$$I'' = \frac{1}{2}I_{ax} + \sqrt{\frac{I^2}{4} + I_p^2}.$$

При цьому

$$\Delta I_{вих} = I'_{вих} - I'' \approx \Delta I \cdot K_i \approx I_{ax} \cdot K_i.$$

Загальний коефіцієнт підсилення вказаної схеми у малосигнальній зоні можна оцінити за формулою:

$$(K_i)_I = \beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p} \cdot \chi(R_n),$$

де β_{n-p-n} , β_{p-n-p} – відповідно диференціальні коефіцієнти підсилення по струму транзисторів $n-p-n$ та $p-n-p$ типу, $\chi(R_n)$ –

функція, що враховує вплив резистора навантаження. Аналіз цієї функції показує, що K_i значно залежить від значення резистора навантаження R_n .

Розглянута схема є малоефективною з точки зору досягнення потрібних значень сумарного K_i , до того ж містить 4 каскади. Кращою з цієї точки зору є схема двотактного трикаскадного ППС [3], яку зображено на рис. 2. Вона містить двотактний ВхК (I), аналогічний як у попередній схемі. Джерела струмів I_3 та I_4 слугують для задання збалансованого режиму по постійному струму ПрК (II), побудованого на транзисторах T_3 та T_6 . Транзистори T_4 і T_5 , включені як діоди, слугують генераторами напруги зміщення для ВихК (III). Точка об'єднання емітерів транзисторів T_7 і T_8 є виходом підсилювача.

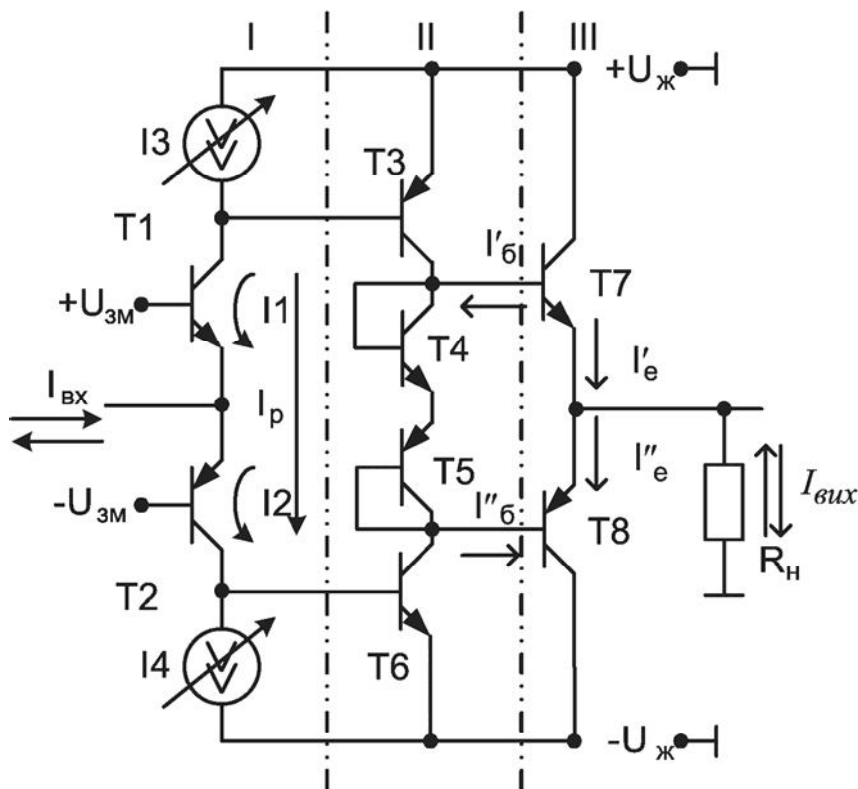


Рис. 2. Спрощена схема двотактного трикаскадного ППС

Умовою правильної роботи цього ППС є виконання таких співвідношень:

$$\begin{cases} I'_e = I_p \\ I''_e = -I_p \end{cases}$$

Тоді, отримаємо задання номінального режиму роботи ПрК:

$$I'_e = I''_e \approx I_p.$$

Проте такий підхід вимагає процедури високоточного припасування значень компенсаційних струмів I_3 та I_4 .

безперечно значно ускладнює технологію мікроелектронного виконання цих схем та збільшує їх вартість. Коефіцієнт передачі такої схеми у малосигнальній зоні можна оцінити у вигляді [12]:

$$(K_i)_2 = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{вх}} \approx \frac{\beta' \alpha_2 + \beta'' \alpha_1}{\beta' + \beta''} \cdot \beta' \cdot \dots$$

де β' і β'' – диференційні коефіцієнти підсилення по струму транзисторів відповідно T_3 і T_6 , α_1 і α_2 – параметри транзисторів T_1 і T_2 для схеми із загальною базою.

Порівняно із попередньою схемою підсилення розглянутого ППС вище, а кількість підсилювальних каскадів менша,

до того ж немає такої значної залежності K_i від резистора навантаження.

Аналізуючи схеми існуючих двотактних ППС, а також розроблених авторами [7–10, 12] можна запропонувати класифікацію методів задання струмів робочих точок, яку представлено на рис. 3. Вхідні каскади схем доцільно розділити на такі, що працюють у режимі мікрострумів 1 та у номінальному 2 режимі. Реалізацію існуючих методів 2.1 та 2.2. розглянуто на прикладах відповідно першої та другої схем. Автори пропонують для задання струму I_p методи 1.1, 1.2 та 2.3.

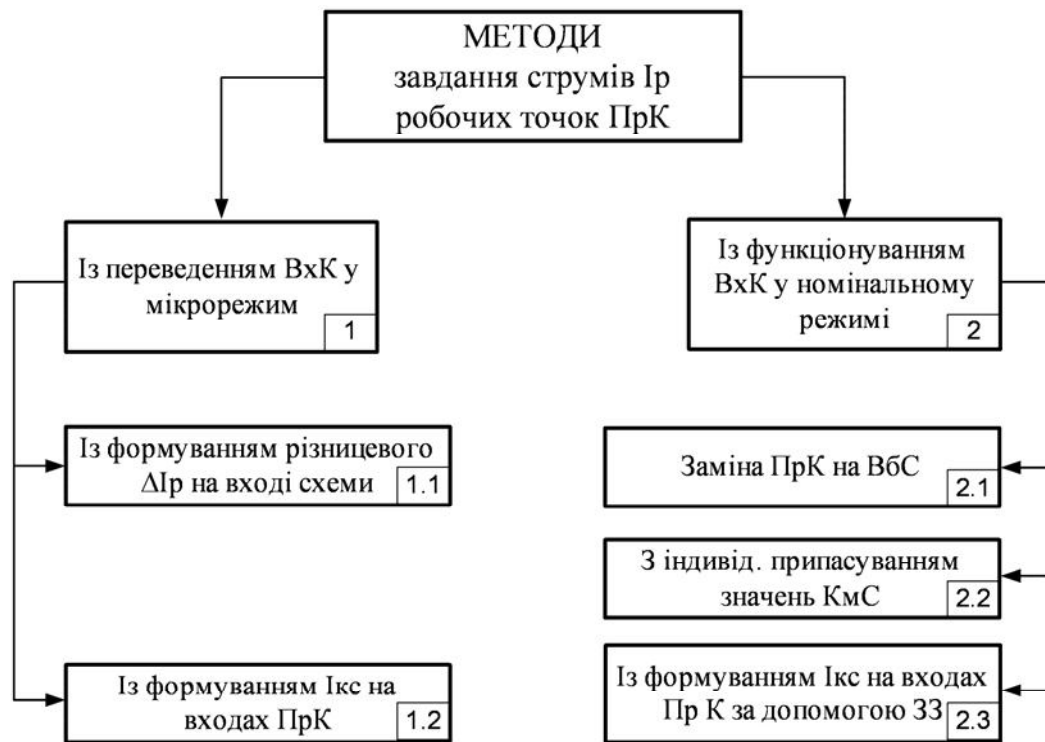


Рис. 3. Класифікація методів задання робочих точок у проміжних каскадах двотактних ППС

Проаналізуємо метод 1.1. Фрагмент схеми, що його реалізує наведено на рис. 4. Тут різницевий вхідний струм зміщення формується у вигляді:

$$\Delta I_p = I'_{\sigma} - I''_{\sigma}.$$

При цьому ВхК балансується таким чином, що виконується співвідношення:

$$\tilde{I}'_{зм} \cdot \beta' \approx \tilde{I}'' \cdot \beta'' \approx I_p.$$

Оцінимо напругу на транзисторах T_1 та T_2 у діодному вмиканні:

$$U'_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{зм}}{I'_0} \right);$$

$$U''_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I''_{зм}}{I''_0} \right);$$

де I'_0 та I''_0 – початкові теплові струми [13] відповідно T_1 та T_2 .

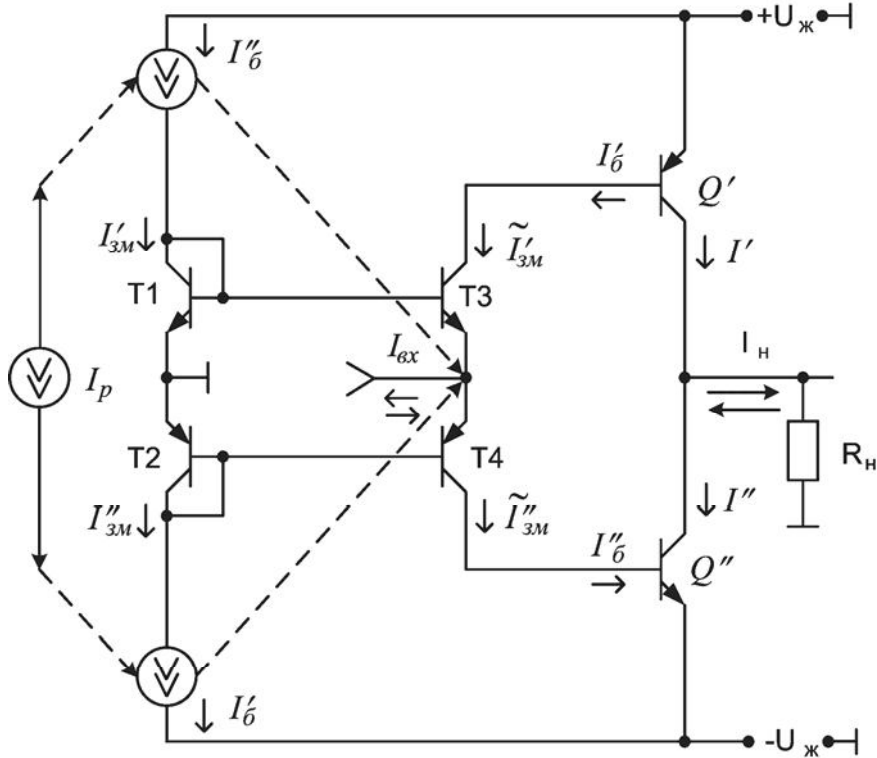


Рис. 4. Фрагмент схеми двотактного ППС із вхідним каскадом у режимі мікро струмів та формуванням різницевого струму на вході схеми

При цьому сумарна напруга на діодах визначається:

$$U_{\delta}^{\Sigma} = U'_{\delta} + U''_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{3M} \cdot I''_{3M}}{I'_0 \cdot I''_0} \right). \quad (1)$$

Припустимо, маємо баланс струмів зміщення, які задають струми робочої точки, тобто $I'_{3M} = I''_{3M} = I_{3M}$. Тоді матимемо:

$$U_{\delta.p.}^{\Sigma} = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I_{3M}^2}{I'_0 \cdot I''_0} \right). \quad (2)$$

Віднімемо від (1) (2), і отримаємо різницеву напругу розбалансу:

$$\Delta U_{\delta}^{\Sigma} = U_{\delta}^{\Sigma} - U_{\delta.p.}^{\Sigma} = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{3M} \cdot I''_{3M}}{I'_0 \cdot I''_0} \right) - \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I_{3M}^2}{I'_0 \cdot I''_0} \right) = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_{3M} \cdot I''_{3M}}{I_{3M}^2} \right).$$

При цьому виникає різницева напруга зміщення по входу ΔU_{3M} . Припустимо, що $I_{вх} = 0$ та $\Delta I_{3M} = 0$. Оскільки композиція транзисторів Т1-Т4 утворює двонаправлений відбивач струму, то через колекторні переходи Т3 і Т4 протікає наскріз-

ний робочий струм $I_p = \tilde{I}'_{3M} = \tilde{I}''_{3M}$. При цьому, потенціал ΔU_{3M} точки з'єднання емітерів в силу збалансованості робочих

точок Т3 і Т4 визначається:

$$\Delta U_{3M} = \frac{\Delta U_{\delta}^{\Sigma}}{2}.$$

Вказаний рівень ΔU_{3M} викликає задання таких рівнів \tilde{I}'_{3M} і \tilde{I}''_{3M} , що колекторні струми $I' \approx I''$ і режими роботи транзисторів Q' та Q'' будуть збалансовані, а вихідний струм $\Delta I_{вих} \approx 0$.

Проаналізуємо схему двотактного ППС, що працює у режимі мікрострумів за методом 1.2 та зображеного на рис. 5. Відмінна особливість схеми полягає у тому, що вона містить параметричні генератори компенсаційних струмів (ПГКС) I та II, які подають у бази транзисторів Q' та Q'' ПрК такі компенсаційні струми:

$$I'_{\delta} = \frac{I_p}{B'} \quad \text{та} \quad I''_{\delta} = \frac{I_p}{B''}.$$

Тут I_6' та I_6'' – базові (компенсаційні) струми, I_p – робочий струм проміжного каскаду, V' та V'' – статичні коефіцієнти підсилення по струму відповідно транзисторів Q' і Q'' . При цьому у вхідному

каскаді встановлюється режим мікро-струму:

$$I'_{зм} = I''_{зм} = I_{зм} \quad I_6' + I_6'',$$

де $I_{зм}$ – струм зміщення вхідного каскаду.

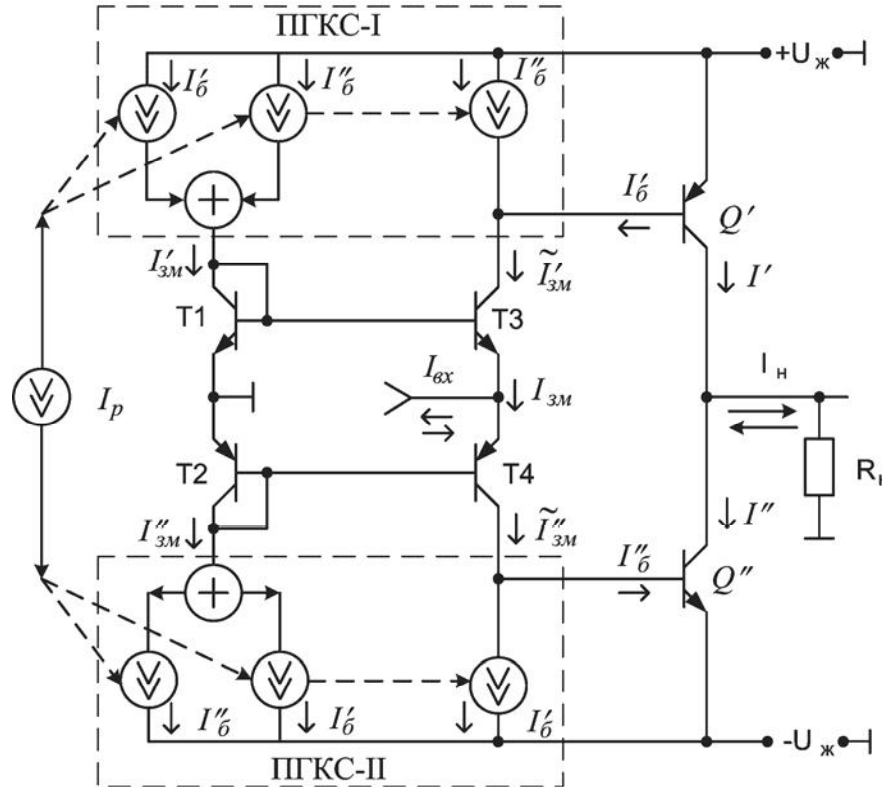


Рис. 5. Фрагмент схеми двотактного ППС із застосуванням параметричних компенсаторів струму

Тут, якщо $I_{вх}=0$, у схемі мають місце такі співвідношення:

$$\tilde{I}'_{зм} = \tilde{I}''_{зм} = I_{зм} = I_6' + I_6''.$$

Таким чином колекторні струми транзисторів підсилювального каскаду будуть визначатися такими аналітичними виразами:

$$I' = I_6' \cdot V' \approx I'' = I_6'' \cdot V'' \approx I_p.$$

Отже маємо баланс струмів на виході схеми.

Суть методу 2.3 полягає у підключенні до виходів ВхК компенсаторів струму (КС). Значення компенсаційних струмів формується за допомогою багатоконтурного зворотного зв'язку, в контур якого уведено двонаправлений відбивач струму (ДВС). ДВС побудовано за допомогою двох комплементарно з'єднаних

струмових дзеркал, побудованих на транзисторах відповідно T_6 і T_{10} та T_7 і T_{11} . Такий підхід дозволяє виділяти постійну складову робочого струму під час зміни $I'_{вих}$ і $I''_{вих}$. При цьому пропорційні прирости $\Delta I'_{вих}$ і $\Delta I''_{вих}$ практично не впливають на значення струму $I_{ДВС}$. У випадку коли прирости не пропорційні, на виході ДВС з'являється приріст $\Delta I_{ДВС}$, тому:

$$I_{ДВС} = I_p + \Delta I_{ДВС}. \quad (3)$$

Зміна напруги $U_{аб}$ визначається формулою:

$$\Delta U_{аб} = \phi_T \cdot \ln \frac{(I_p + \Delta I)}{I_p} = \tau \cdot \ln \left(1 + \frac{\Delta I}{I_p} \right),$$

де ϕ_T – темопотенціал, I_p – робочий струм за умови $I'_{вих} \approx I''_{вих}$

$$\Delta = ||I'| - |I'' ||.$$

При цьому:

$$\Delta I_{\text{двс}} = I_p \cdot e^{\frac{\Delta U_{ab}}{2\varphi_T}} - I_p = I_p \left(e^{\frac{U_{ab}}{2\varphi_T}} - 1 \right) = \left[e^{\frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{\Delta I}{I_p} \right)} \right] \quad (4)$$

Підставимо тепер (3) в (4) і отримаємо значення $I_{\text{двс}}$:

$$I_{\text{двс}} = I_p \cdot e^{\frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{\Delta I}{I_p} \right)} \quad (5)$$

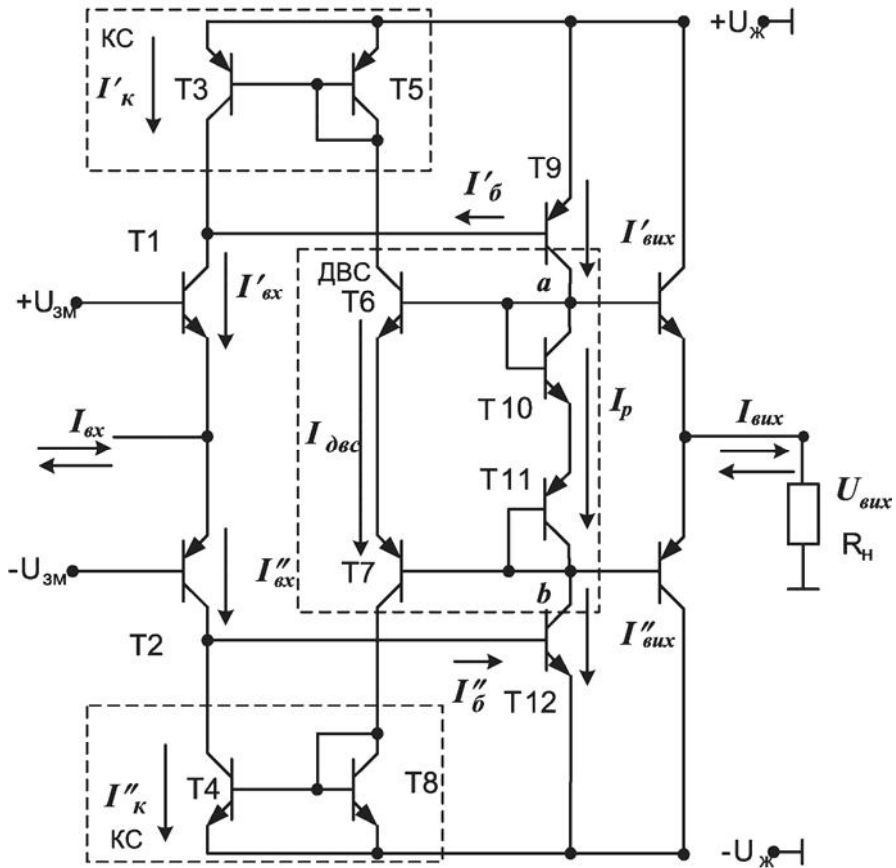


Рис. 6. Двотактний симетричний ППС із ДВС (Схема 2)

На основі розглянутого співвідношення (5) можна оцінити коефіцієнт передачі для верхнього і нижнього трактів ПрК схеми. Із теорії підсилювальних електронних схем із зворотними зв'язками (33) [14], відомо, що загальний коефіцієнт передачі можна визначити у формі:

$$K_{i \text{ заг}} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{K}{1 + \chi K} \quad (6)$$

де K – коефіцієнт передачі при розірваній петлі ЗЗ, χ – коефіцієнт передачі по колу ЗЗ.

Таким чином коефіцієнти передачі по верхньому і нижньому тракту ПрК визначаються співвідношеннями:

$$K'_i = \frac{\beta'}{2 \left(1 - \frac{\beta'' - \beta'}{\beta + \beta''} \right)}$$

$$K''_i = \frac{\beta''}{2 \left(1 + \frac{\beta'' - \beta'}{\beta + \beta''} \right)}$$

Варто відзначити, що незалежно від значень β' та β'' , які завжди значно відрізняються [2], в малосигнальній зоні коефіцієнти передачі є практично симетричними $K'_i \approx K''_i$. Саме тому схема 2 має назву симетричний двотактний

Підставивши в (6) значення коефіцієнтів передачі по верхньому і нижньому тракту двотактного ППС, а також зворотну реакцію ДВС, отримаємо загальний коефіцієнт підсилення у малосигнальній зоні:

$$(K_i)_3 = (K_i' + K_i'') \cdot K_{i \text{ вих}},$$

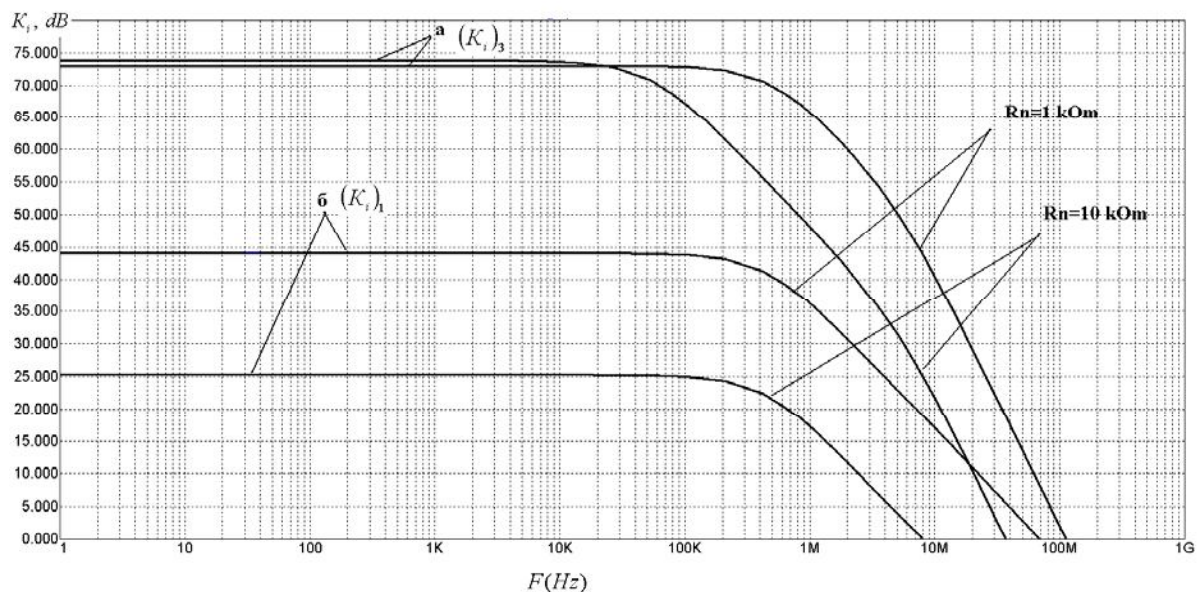
де $K_{i \text{ вих}} = \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta''}{\beta + \beta''}$.

Ефективність підсилення для відомих і запропонованих схем ППС можна оцінити за допомогою співвідношення:

$$K_{i \text{ еф}} = \frac{K_i}{m},$$

де K_i – загальний коефіцієнт передачі ППС, m – загальне число каскадів у тракту підсилення.

Водночас K_i доцільно визначати за допомогою АЧХ. На рис. 7 представлено графіки АЧХ двотактних ППС, при різних значеннях резистору навантаження: 1 кОм, 10 кОм.



а) симетричний ППС;
б) ППС NCS2535

Рис. 7. АЧХ двотактних ППС

Порівняльний аналіз схем 1 та 2 наведено в табл. 1.

Таблиця 1. Порівняльні оцінки ефективності підсилення двотактних ППС

Номер схеми підсилювача	R_n , кОм	Кількість каскадів, шт	K_i , дБ	K_i	$K_{i \text{ еф}}$
1	1	4	44	160	40
	10		25	18	6
2	1	3	74	4900	1633
	10		73	4450	1483

Як видно з табл. 1 симетричний ППС має при меншій кількості підсилювальних каскадів значно кращий коефіцієнт підсилення, який значно менше залежить від резистора навантаження.

Отже головні переваги симетричних двотактних ППС порівняно з традиційними двотактними такі:

- вищий коефіцієнт передачі по струму;
- підвищена

Висновки

1. Проаналізовано існуючі структури двотактних ППС. Показано, що запропоновані авторами нові підходи дозволяють отримати схемні рішення, що містять меншу кількість підсилювальних каскадів, зберігаючи при цьому усі позитивні властивості відомих структур.

2. Вперше запропоновано класифікацію методів задання робочих точок у проміжних каскадах двотактних ППС. Це дозволяє залежно від висунутих вимог до характеристик схем обирати відповідні структурні рішення.

3. Для запропонованих методів отримано аналітичні вирази для струмів робочих точок і коефіцієнтів передачі. Отримані співвідношення доцільно використовувати під час проектування двотактних симетричних ППС із високими статичними і динамічними характеристиками.

Список літератури

1. *Walt Kesler* ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department, March 2004. – 1127 p.

2. *Alan B. Grebene* Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey, 2003. – 915 p.

3. United States Patent № 3852678 *George Joseph Frye* Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point, Dec. 3, 1974.

4. *Jung, Walter G.* Op Amp applications handbook Analog Devices series, 2004. – 895 p.

5. *Азаров О.Д.* Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2004. – 260 .

6. *Волович Г.И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 .

7. Патент 17239 Україна, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний під-

силювач струму / *Азаров О.Д., Лукашук О.О., Гарнага В.А., Решетнік О.О., Снігур А.В.*; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.09.06, Бюл. № 9.

8. Пат. 20246 України, МПК H03F3/26. Вхідний пристрій схеми порівняння струмів / *Азаров О.Д., Лукашук О.О., Гарнага В.А., Решетнік О.О., Богомолів С.В.*; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.01.07, Бюл. №1.

9. Пат. 18466 України, МПК H03F3/26. Підсилювач постійного струму / *Азаров О.Д., Лукашук О.О., Гарнага В.А., Решетнік О.О.*; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.06, Бюл. №11.

10. Пат. 18599, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / *Азаров О.Д., Лукашук О.О., Гарнага В.А., Решетнік О.О.*; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.2006 Бюл. №11. 7 .

11. Triple 1.4 GHz Current Feedback Op Amp with Enable Feature. Publication Order Number: NCS2535/D. 2006. – 13 p.

12. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму / *Азаров О.Д., Гарнага В.А., Решетнік О.О., Богомолів С.В.* // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. Електронне наукове фахове видання. – 2007. – №1(1). – 8 с. Режим доступу до журналу: www.nbu.gov.ua/ejournals/VNTU/2007-1/vyp1.html.

13. *Степаненко И.П.* Основы микроэлектроники: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 488 с.

14. *Тутце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника : Справочное руководство. Пер. с нем. –М. 1982. – 512 .