

СХЕМНА ОРГАНІЗАЦІЯ ВХІДНОГО КОМПЛЕМЕНТАРНОГО КАСКАДУ ДВОТАКТНОГО СИМЕТРИЧНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Запропоновано метод схемної реалізації вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму на біполярних транзисторах різної провідності з виходами по емітерах із подальшим каскодуванням, а також із виходами по емітерах і по колекторах. Наводяться аналітичні співвідношення для коефіцієнтів передачі по струму вхідного комплементарного каскаду з парафазними виходами та в каналах підсилення верхнього і нижнього ярусів двотактних симетричних підсилювачів постійного струму, а також загального коефіцієнту передачі по струму для малосигнальної зони та зони великого сигналу. Доведено, що незважаючи на реалізацію вхідного і проміжних каскадів підсилення на транзисторах різної провідності, коефіцієнти передачі струму вхідного комплементарного каскаду з парафазними виходами та верхнього і нижнього проміжних підсилювальних каскадів, завдяки запропонованій структурі підсилювача є симетричними

Вступ

Визначальним компонентом аналогової схемотехніки є підсилювачі постійного струму (ППС), які у свою чергу є основою операційних підсилювачів, що використовуються в системах автоматизації, вимірювання та приладобудування [1].

Водночас, слід відзначити, що деякі фірми (*Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments*), ще у 70-х роках почали будувати двотактні симетричні підсилювачі струму [2]. Проте ці пристрої були недосконалі, оскільки мали обмежену кількість (1÷2) підсилювальних каскадів, низьку лінійність і малий коефіцієнт передачі. Однією з причин цього було те, що у вказаних схемах складно задавати потрібний режим по постійному струму проміжних каскадів підсилення.

Актуальність

Значна кількість сучасних підсилювачів постійного струму застосовують переважно одноканальну асиметричну структуру з диференційним підсилювальним каскадом на вході, однотактний проміжний підсилювальний каскад та двотактний симетричний каскад на виході. Цей підхід зорієнтовано переважно на підси-

лення і перетворення напруг [3]. Перевагами такого підходу є функціональна універсальність цих схем. Проте підсилювачі на базі диференційного каскаду з одноканальною структурою мають певні недоліки: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо, при збільшенні частоти вхідного сигналу, асиметричність вихідного сигналу при роботі з прямокутним двополярним вхідним імпульсом.

Розвиток мікроелектронних технологій і можливість виготовлення на одному кристалі комплементарних біполярних транзисторів стимулювали розробників до проектування нових структур і схем та застосування двоканальних симетричних структур, що орієнтовані на принцип підсилення струмів і потенційно мають вищу швидкодію [4, 5]. Проте для побудови таких підсилювачів необхідно вирішити проблему завдання режиму по постійному струму підсилювальних каскадів, що ускладнює задачу побудови багатокаскадних підсилювачів з високим коефіцієнтом підсилення по струму, високою лінійністю та обмежує сферу їх застосування [6]. До того ж потрібно вжити заходів щодо симетрування коефіцієнтів передачі

вхідного комплементарного каскаду по парафазних виходах.

Автори пропонують принцип побудови двотактних симетричних підсилювачів струму, які б містили вхідний комплементарний каскад з парафазними виходами по емітерах із подальшим каскодуванням та із парафазними виходами і по емітерах і по колекторах, проміжні і двотактний вихідний каскад. Проте теоретичний аналіз таких підсилювачів практично відсутній, тому дослідження таких схем є досить важливим, а тема статті є **актуальною**.

Мета

Метою статті є аналіз можливості схемної реалізації вхідного комплементарного каскаду із виходами по колекторах із подальшим каскодуванням та із виходами по колекторах для двотактних підсилювачів постійного струму із симетричною структурою.

Постановка задач

Згідно із зазначеною метою формулюються такі задачі:

а) аналіз запропонованих структурних і схемних рішень побудови вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами, що входить до структури двотактних симетричних підсилювачів постійного струму;

б) виведення передатної характеристики вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами;

в) виведення аналітичних співвідношень для малосигнальних коефіцієнтів передачі вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами по струму та проміжних каскадів.

Розв'язання задач

Підсилювач постійного струму – дозволяє працювати зі змінним двополярним струмом чи напругою, а також із сигналами, які змінюються повільно, зокрема, з нульової частоти, тобто сигналами постійного рівня. У теперішній час багато провідних компаній світу займається розробкою таких ППС. Найбільш відомими з них є: *Analog Devices*, *National*

Semiconductor, *Texas Instruments*, *NEC*, *Linear Technology*, *MAXIM*, *Philips*, *Pioneer* [3].

Проте структури підсилювачів, які випускають ці фірми, переважно є одноканальними. Вони мають вхідний диференційний каскад, одностактний проміжний каскад підсилення та двотактний вхідний каскад.

Альтернативним напрямком цьому принципу є побудова двотактних симетричних підсилювачів постійного струму на комплементарних транзисторах, що складаються із вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами, як по емітерах із подальшим каскодуванням, так і по колекторах, проміжних підсилювальних каскадів, що побудовані на біполярних транзисторах різної провідності та вихідного двотактного каскаду.

Розглянемо організацію ядра схеми вхідного комплементарного каскаді із парафазними виходами по емітерах і компенсацією зсуву нуля, яку зображено на рис. 1, а.

Двотактний симетричний підсилювальний вхідний каскад із парафазними виходами побудовано на комплементарних транзисторах T_1 і T_2 . На емітери цих транзисторів подаються напруги зміщення $-U_{зм}$ і $+U_{зм}$ для завдання режиму робочої точки. При цьому точка об'єднання баз транзисторів T_1 і T_2 слугує входом схеми.

Відомо, що:

$$\begin{aligned} I' &= I'_{\dot{a}\dot{o}} \cdot (1 + \beta_{p-n-p}), \\ I'' &= I''_{\dot{a}\dot{o}} \cdot (1 + \beta_{n-p-n}), \end{aligned} \quad (1)$$

де β_{p-n-p} , β_{n-p-n} – коефіцієнти підсилення базового струму транзисторів T_1 і T_2 .

Загальне падіння напруги в ланцюгові зміщення каскаду буде дорівнювати $U_{\Sigma} = U_{\dot{c}\dot{i}} + |-U_{\dot{c}\dot{i}}| = U_{\dot{a}\dot{a}1} + U_{\dot{a}\dot{a}2}$, тобто сумі падінь напруги на переходах база-емітер транзисторів T_1 і T_2 , які в наближенні Еберса-Молла при $I_{\dot{a}\dot{o}} = 0$; $I' = I'' \approx I_p$, де I_p – наскрізний струм зміщення у вхідному каскаді, дорівнюють:

$$U_{\dot{a}\dot{a}1} = \varphi_T \ln \frac{I'}{I_0}, \quad U_{\dot{a}\dot{a}2} = \varphi_T \ln \frac{I''}{I_0},$$

де $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ мВ}$ – термопотенціал;

$I_0 \approx 10^{-15} \text{ А}$ – тепловий струм.

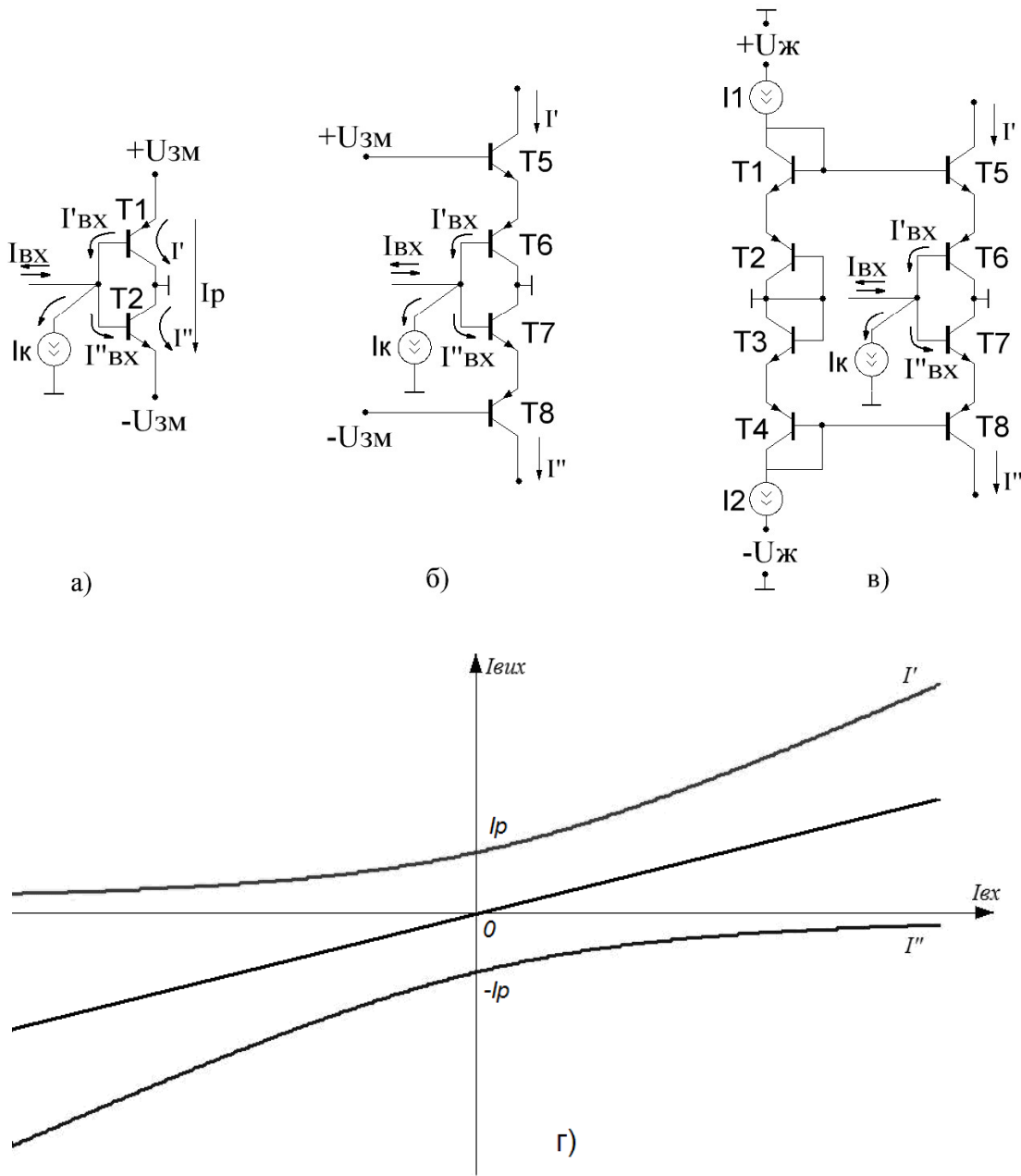


Рис. 1. Фрагмент вхідного двотактного підсилювального каскаду на комплементарних біполярних транзисторах із парафазними виходами:

- а) ядро схеми вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами по емітерах і компенсацією зсуву нуля;
- б) каскодування парафазних виходів по емітерах;
- в) схемотехнічна організація джерел напруги зміщення вхідного каскаду;
- г) графіки передатних характеристик.

При цьому, оскільки

$$U_{\Sigma} = U_{\dot{a}\dot{a}1} + U_{\dot{a}\dot{a}2}, \text{ то}$$

$$U_{\Sigma} = \varphi_T \ln \frac{I'}{I_0} + \varphi_T \ln \frac{I''}{I_0} = \varphi_T \ln \frac{I'I''}{I_0^2} \quad (2)$$

За умови $I_{\hat{a}\hat{o}} = 0$; $I' = I'' \approx I_p$, потенціуючи (2), отримаємо:

$$I'I'' = I_p^2 = I_0^2 e^{\varphi_T} \quad (3)$$

Враховуючи (1) та (3) отримаємо:

$$I'_{\hat{a}\hat{o}} (I_{\hat{a}\hat{o}} + I'_{\hat{a}\hat{o}} - I_k) = \frac{I_p^2}{(1 + \beta_{p-n-p})(1 + \beta_{n-p-n})} \quad (4)$$

Формула (4) є основним рівнянням, що описує прирости струмів двотактного симетричного підсилювального вхідного каскаду. Звідси знаходимо:

$$I' = -\frac{I_{\hat{a}\hat{o}} - I_k}{2} + \sqrt{\frac{(I_{\hat{a}\hat{o}} - I_k)^2}{4} + \frac{I_p^2}{(1 + \beta_{p-n-p})(1 + \beta_{n-p-n})}} \quad (5)$$

Аналогічно:

$$I'' = \frac{I_{\hat{a}\hat{o}} - I_k}{2} + \sqrt{\frac{(I_{\hat{a}\hat{o}} - I_k)^2}{4} + \frac{I_p^2}{(1 + \beta_{p-n-p})(1 + \beta_{n-p-n})}} \quad (6)$$

На рис. 1, г наведено графік залежності $I' = f(I_{\hat{a}\hat{o}})$, $I'' = f(I_{\hat{a}\hat{o}})$. Він ілюструє механізм того, як поділяється струм $I_{\hat{a}\hat{o}}$ на вході підсилювача, що розгалужується в колектори T_1 і T_2 . Значення I' та I'' визначається вольт-амперною характеристикою транзисторів і залежать від їх потужності.

Принципову схему ППС із вхідним комплементарним підсилювальним каскадом із виходами по емітерах та їх подальшим каскодуванням [7] зображено на рис. 2, а.

Підсилювач містить вхідний комплементарний підсилювальний каскад, який побудовано на комплементарних транзисторах T_6, T_7, T_8 та T_9 . Робоча точка цього каскаду задається падінням напруги на транзисторах T_1-T_4 у діодному вмиканні, рівень яких забезпечується значеннями струмів генераторів струмів I_1 та I_2 .

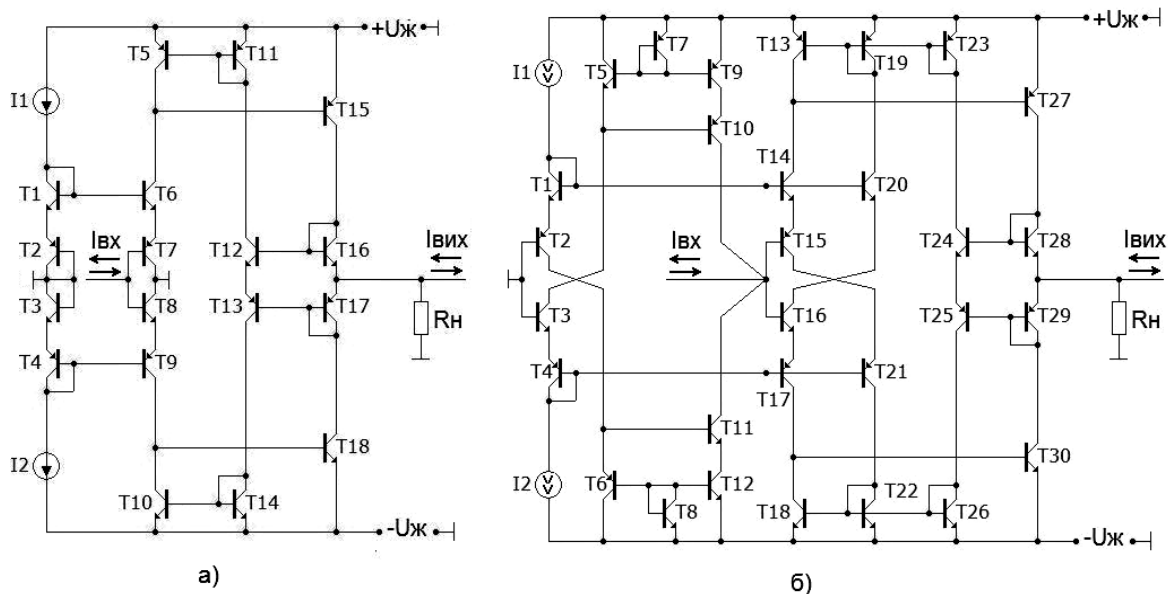


Рис. 2. Принципові схеми двотактного симетричного ППС із вхідним комплементарним підсилювальним каскадом із парафазними виходами:

- а) із виходами по емітерах та подальшим каскодуванням (Схема 1);
- б) із виходами по емітерах, колекторах та схемою компенсації зміщення нуля (Схема 2).

Схема також містить два симетричних проміжних підсилювальні каскади на

транзисторах T_{15} і T_{18} . Робочі точки цих транзисторів задаються введенням у схе-

му парафазного відбивача струму, який побудовано на транзисторах T_{12} , T_{13} , T_{16} , T_{17} , а також відбивачів струму: верхнього – на транзисторах T_5 і T_{11} та нижнього – на транзисторах T_{10} і T_{14} .

Вказаний принцип завдання робочої точки забезпечується самобалансуванням колекторних струмів транзисторів T_{15} , T_{18} , шляхом забезпечення дії додатного зворотного зв'язку на верхній підсилювальний канал та від'ємного – на нижній. Таким чином, за умови $I_{\text{вх}}=0$, $I_{K6} \approx I_{K9} \approx I_{K15} \approx I_{K18} \approx I_{K12} \approx I_{K13} \approx I_{K5} \approx I_{K10} \approx I_1 \approx I_2$. Виходячи з останнього співвідношення, слід зазначити, що робочі точки транзисторів як верхнього, так і нижнього каналів задаються рівнями струмів генераторів I_1 та I_2 .

Коефіцієнт підсилення по струму вказаної схеми верхнього і нижнього каналів для малосигнальної зони визначається за формулою:

$$K_i = K_{\hat{a}\hat{o}} \cdot K_{\text{пд}} \quad (7)$$

де $K_{\hat{a}\hat{o}}$ – коефіцієнт підсилення по струму вхідного комплементарного підсилювального каскаду із парафазними виходами, $K_{\text{пд}}$ – сумарний середній коефіцієнт підсилення по струму проміжних підсилювальних каскадів на транзисторах T_{15} і T_{18} .

Для визначення коефіцієнту підсилення по струму вхідного комплементарного підсилювального каскаду із парафазними виходами, розглянемо вхідний двотактний каскад на комплементарних транзисторах із каскодуванням входів по емітерах, який наведено на рис. 1. б.

Враховуючи рівність (1) і те, що транзистори T_6 і T_7 увімкнуті за схемою із загальним емітером, а транзистори T_5 і T_8 за схемою із загальною базою, можемо записати рівності:

$$\begin{aligned} K'_{\hat{a}\hat{o}} &= \chi' \cdot (1 + \beta'_{\hat{a}\hat{o}}) \cdot \alpha'', \\ K''_{\hat{a}\hat{o}} &= \chi'' \cdot (1 + \beta''_{\hat{a}\hat{o}}) \cdot \alpha' \end{aligned} \quad (8)$$

де $K'_{\hat{a}\hat{o}}$, $K''_{\hat{a}\hat{o}}$ – коефіцієнти підсилення $I_{\hat{a}\hat{o}}$ по верхньому і нижньому каналах відпо-

відно, χ' , χ'' – коефіцієнти розгалуження $I_{\hat{a}\hat{o}}$ по верхньому і нижньому каналах відповідно, $\beta'_{\hat{a}\hat{o}}$, $\beta''_{\hat{a}\hat{o}}$ – коефіцієнти підсилення базового струму транзисторів T_6 і T_7 відповідно, α' , α'' – коефіцієнти підсилення емітерного струму транзисторів T_5 і T_8 відповідно.

Коефіцієнти розгалуження $I_{\hat{a}\hat{o}}$ по верхньому і нижньому каналах визначаються за формулою:

$$\begin{aligned} \chi' &= \frac{I'_{\hat{a}\hat{o}}}{I_{\hat{a}\hat{o}}}, \\ \chi'' &= \frac{I''_{\hat{a}\hat{o}}}{I_{\hat{a}\hat{o}}}. \end{aligned} \quad (9)$$

За законом Ома:

$$\begin{aligned} I'_{\hat{a}\hat{o}} &= \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{r'_{\hat{a}\hat{o}}}, \\ I''_{\hat{a}\hat{o}} &= \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{r''_{\hat{a}\hat{o}}}. \end{aligned} \quad (10)$$

де $U_{\text{вх}}$ – падіння напруги в точці об'єднання баз транзисторів T_6 і T_7 , $r'_{\text{вх}}$, $r''_{\text{вх}}$ – вхідні опори верхнього і нижнього каналів відповідно.

У свою чергу $r'_{\hat{a}\hat{o}}$, $r''_{\hat{a}\hat{o}}$ визначаються як:

$$\begin{aligned} r'_{\text{вх}} &= r_{\text{вх}T_6} + r_{\text{вх}T_5}, \\ r''_{\text{вх}} &= r_{\text{вх}T_7} + r_{\text{вх}T_8} \end{aligned} \quad (11)$$

де $r_{\hat{a}\hat{o}5}$, $r_{\hat{a}\hat{o}6}$, $r_{\hat{a}\hat{o}7}$, $r_{\hat{a}\hat{o}8}$ – вхідні опори транзисторів T_5 , T_6 , T_7 , T_8 .

У свою чергу $U_{\hat{a}\hat{o}}$ визначаються як:

$$U_{\hat{a}\hat{o}} = I_{\hat{a}\hat{o}} \cdot r'_{\hat{a}\hat{o}} \parallel r''_{\hat{a}\hat{o}} \quad (12)$$

Враховуючи (10), (11), (12) та підставивши у (9), отримуємо:

$$\begin{aligned} \chi' &= \frac{r''_{\hat{a}\hat{o}}}{r'_{\hat{a}\hat{o}} + r''_{\hat{a}\hat{o}}}, \\ \chi'' &= \frac{r'_{\hat{a}\hat{o}}}{r'_{\hat{a}\hat{o}} + r''_{\hat{a}\hat{o}}}. \end{aligned} \quad (13)$$

У свою чергу значення $r'_{\hat{a}\hat{o}}$, $r''_{\hat{a}\hat{o}}$ рівні [8]:

$$\begin{aligned} r'_{\hat{a}\hat{o}} &\approx 2 \cdot r_e (1 + \beta'_{\hat{a}\hat{o}}), \\ r''_{\hat{a}\hat{o}} &\approx 2 \cdot r_e (1 + \beta''_{\hat{a}\hat{o}}), \end{aligned} \quad (14)$$

де $re \approx re_{T5} \approx re_{T6} \approx re_{T7} \approx re_{T8}$ – опір емітерного переходу транзисторів T_5, T_6, T_7, T_8 .

Враховуючи (14) та підставивши у (13), отримуємо, що:

$$\begin{aligned} \chi' &= \frac{\beta''_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}, \\ \chi'' &= \frac{\beta'_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}. \end{aligned} \quad (15)$$

Підставивши (15) у (8), отримуємо:

$$\begin{aligned} K'_{\bar{a}\bar{o}} &= \frac{\beta''_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}} \cdot (1 + \beta'_{\bar{a}\bar{o}}) \cdot \alpha'', \\ K''_{\bar{a}\bar{o}} &= \frac{\beta'_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}} \cdot (1 + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}) \cdot \alpha', \end{aligned} \quad (16)$$

Враховуючи, що $\alpha' \approx \alpha'' \approx 1$ і $\beta' \gg 1$ та $\beta'' \gg 1$, отримуємо:

$$K'_{\bar{a}\bar{o}} \approx K''_{\bar{a}\bar{o}} = \frac{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} \cdot \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}. \quad (17)$$

Сумарний середній коефіцієнт підсилення по струму проміжних підсилювальних каскадів на транзисторах T_{15} і T_{18} , визначається за формулою [9]:

$$\begin{aligned} K'_{\bar{ii}\bar{e}} &= \frac{\beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{1 - \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} - \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} + \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}}, \\ K''_{\bar{ii}\bar{e}} &= \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}}}{1 + \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} - \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} + \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}}, \end{aligned} \quad (18)$$

де $\beta'_{\bar{ii}\bar{e}}, \beta''_{\bar{ii}\bar{e}}$ – коефіцієнти підсилення базового струму транзисторів T_{15} і T_{18} відповідно.

Як доведено у [9], незалежно від того, що $\beta'_{\text{пнк}} \neq \beta''_{\text{пнк}}$, для проміжних підсилювальних каскадів двотактного симетричного підсилювача, можемо записати рівність:

$$K'_{\bar{ii}\bar{e}} \approx K''_{\bar{ii}\bar{e}} = K_{\bar{ii}\bar{e}}. \quad (19)$$

Отже, враховуючи (7), (17) та (18), загальний коефіцієнт підсилення по верхньому та нижньому каналах у малосигна-

льній зоні визначається за кінцевими формулами:

$$\begin{aligned} K'_i &= \frac{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} \cdot \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}} \cdot \frac{\beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{1 - \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} - \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} + \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}}, \\ K''_i &= \frac{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} \cdot \beta''_{\bar{a}\bar{o}}}{\beta'_{\bar{a}\bar{o}} + \beta''_{\bar{a}\bar{o}}} \cdot \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}}}{1 + \frac{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} - \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}{\beta''_{\bar{ii}\bar{e}} + \beta'_{\bar{ii}\bar{e}}}}. \end{aligned} \quad (20)$$

Враховуючи рівності (17) і (19), отримаємо, що загальні коефіцієнти підсилення верхнього і нижнього ярусів є рівними:

$$K'_i = K''_i. \quad (21)$$

Що свідчить про симетричність каскадів схеми підсилювача, який зображено на рис. 2, а. АЧХ загального коефіцієнту підсилення та верхнього і нижнього ярусів підсилення, зображено на рис. 3, а. Загальний коефіцієнт визначається за виразом:

$$K_i = K'_i + K''_i. \quad (22)$$

Дані підсилювачі реалізовано на інтегральних транзисторах фірми *Intersil* [11]. При цьому, взявши значення диференціальних коефіцієнтів підсилення, які рівні $\beta' = 58, \beta'' = 122, \beta'_{\bar{ii}\bar{e}} = 72, \beta''_{\bar{ii}\bar{e}} = 131$ загальний коефіцієнт буде рівний $K_i = 8000$, що збігається із результатами комп'ютерного моделювання [12].

У свою чергу для такого роду ППС, необхідна наявність струму компенсації зміщення нуля I_k . Для отримання струму компенсації зміщення нуля, запропоновано введення у схему компенсатора струму. Схему такого ППС зображено на рис. 2, б.

Умова компенсації базових струмів:

$$\begin{cases} I'\bar{e} = I''\bar{a}; \\ I''\bar{e} = I'\bar{a}, \end{cases} \quad (23)$$

де $I'\bar{a}, I''\bar{a}$ – базові струми транзисторів T_{15} і T_{16} вхідного комплементарного підсилювального каскаду із парафазними

виходами, $I'\hat{e}, I''\hat{e}$ – колекторні струми транзисторів T_{10} і T_{11} вхідного комплементарного підсилювального каскаду із па-

рафазними виходами, які у свою чергу рівні базовим струмам транзисторів T_5 і T_6 .

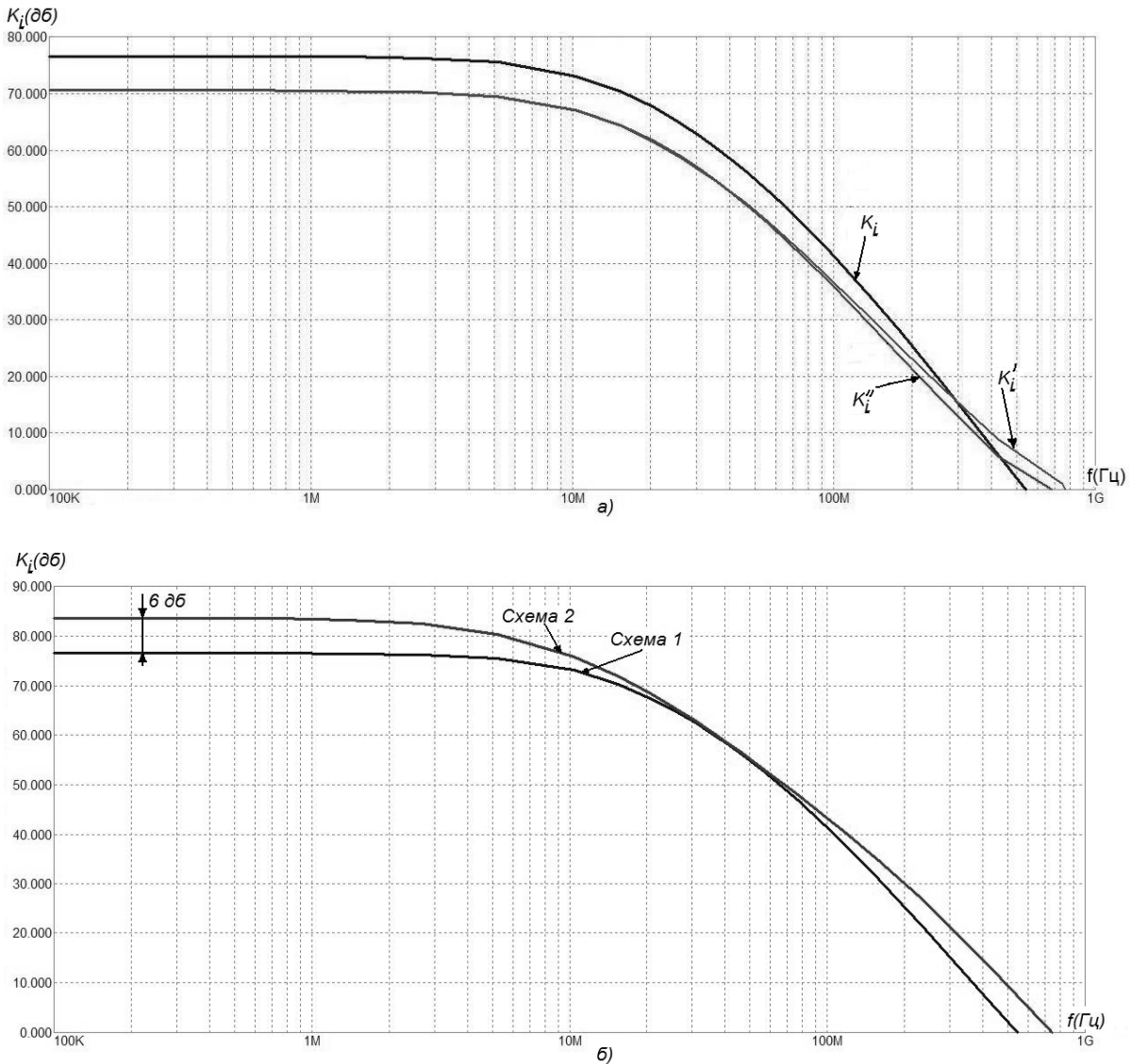


Рис. 3. АЧХ ППС із вхідним комплементарним підсилювальним каскадом:
а) загального K_i та K_i' (верхнього) і K_i'' (нижнього) каналів підсилення;
б) порівняння характеристики K_i для Схеми 1 і Схеми 2.

Виходячи із (23) I_k визначається, як:

$$I_k = I'\hat{a} - I''\hat{a} = I''\hat{e} - I'\hat{e}. \quad (24)$$

Таке схемотехнічне рішення дозволяє отримати різницевий базовий струм, який рівний струму компенсації нуля. Використання даного каскаду дозволяє задавати I_k автоматично.

На рис. 3, б наведено АЧХ підсилювачів, які подано на рис. 2. Використання двотактного симетричного підсилювального вхідного каскаду із парафазними виходами дозволяє не лише збільшити сумарний K_i , але й підвищити ефективність підсилення каскадів [9]. Ефективність підсилення визначається за формулою:

$$E = \sqrt[m]{K_\zeta}, \quad (25)$$

де E – ефективність підсилення, m – кількість каскадів.

В розглянутих двотактних симетричних ППС із вхідним комплементарним підсилювальним каскадом із парафазними виходами ефективність підсилення схеми із виходами по емітерах та колекторах вдвічі більша, ніж у схемі із виходами по емітерах.

Застосування симетричної структури побудови дає змогу будувати ППС з високими коефіцієнтами підсилення: 100 дБ і більше [8, 12-14].

Висновки

1. Проаналізовано запропоновані структурні та схемні рішення побудови вхідного комплементарного каскаду із парафазними виходами. Показано, що незважаючи на використання транзисторів різного типу провідності, коефіцієнт передачі по струму в каналах верхнього і нижнього ярусів будуть симетричними.

2. Виведено аналітичні вирази для передатної характеристики вхідного комплементарного каскаду. Показано, що завдяки введенню компенсації зміщення нуля вхідного комплементарного каскаду, коефіцієнти передачі по парафазних виходах будуть практично однакові, а графіки залежності $I' = f(I\hat{a}\hat{o})$, $I'' = f(I\hat{a}\hat{o})$ дзеркально відображаються відносно графіка загального коефіцієнта передачі.

3. Виведено аналітичні співвідношення для малосигнальних коефіцієнтів передачі вхідного комплементарного і проміжних каскадів. Показано, що використання виходів по колекторах дозволяє вдвічі збільшити K_i .

Список літератури

1. Walt Kesler ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. 1127 pages.

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

3. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published

2002 John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts. 912 pages

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

5. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.: ил.

6. Д. Крекрафт, С. Джерджели. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигналов, М.: Техносфера, 2005 – 360 с.

7. Патент України №41316 Підсилювач постійного струму О.Д. Азаров, С.В. Богомоллов, Л.В. Крупельницький, 2009.

8. Тутце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.: ил.

9. Азаров О.Д., Гарнага В.А. Методи завдання робочих точок проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму // Проблеми інформатизації та управління. Зб. наук. пр. – К.: НАУ – 2009. – Вип. №1(25). – С. 6–14.

10. 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.

11. <http://www.intersil.com/data/mm/mm3/mm3046.pdf>.

12. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с.

13. Патент України №26493 Двотактний симетричний підсилювач постійного струму. О.Д. Азаров, С.В. Богомоллов, О.О. Решетнік, В.А.Гарнага, 2007.

14. Патент України №26771 Двотактний симетричний підсилювач постійного струму. О.Д. Азаров, С.В. Богомоллов, Л.В. Крупельницький, О.О. Решетнік, В.А. Гарнага, 2007.