

УДК 681.3:621.375

О. Д. Азаров, д. т. н., проф.; В. А. Гарнага; О. О. Решетнік; С. В. Богомолов, студ.

АНАЛІЗ ПЕРЕДАТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВОТАКТНОГО СИМЕТРИЧНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Розглядаються принципи побудови двотактних симетричних підсилювачів постійного струму. Описаний підхід, який на відміну від використання традиційної асиметричної структури, передбачає наявність двотактного вхідного каскаду у вигляді самодоповнювальної схеми із загальною базою, двох симетричних проміжних підсилювальних каскадів, а також двотактного симетричного вихідного каскаду. Виводяться аналітичні співвідношення для коефіцієнтів передачі по струму в роздільних каналах підсилення двотактних симетричних підсилювачів постійного струму, загального коефіцієнту передачі по струму для малосигнальної зони та зони великого сигналу, нелінійності передатної характеристики.

Наводиться спрощена принципова схема підсилювача постійного струму із симетричною структурою. Доведено, що схеми двотактних симетричних підсилювачів постійного струму із симетричною структурою мають меншу похибку лінійності передатної характеристики.

Ключові слова: ППС, симетрична структура.

Вступ

Визначальним компонентом аналогової схемотехніки є підсилювачі, окрему нішу серед яких складають підсилювачі постійного струму (ППС), які у свою чергу є основою операційних підсилювачів для аналогових і гібридних обчислювальних машин та вимірювальних інформаційних систем [1]. Історично склалося так, що перші ППС будували на електронних лампах [2]. Водночас перенесення підходів та принципів побудови структурних схем лампових підсилювачів на транзисторні призвело до того, що інтегральні транзисторні схеми ППС, які з'явилися в 60-х і 70-х роках минулого століття, у значній мірі нагадували лампові схеми. Це значно обмежувало досягнення потенційних можливостей у рамках динамічних та статичних характеристик, оскільки, зокрема, не дозволяло використовувати частотні властивості транзисторів аж до граничної частоти f_T , а також обмежувало лінійність передатної характеристики та ряд інших параметрів.

Актуальність

У більшості сучасних підсилювачів постійного струму застосовують переважно одноканальну асиметричну структуру з диференційним підсилювальним каскадом на вході і двотактним симетричним каскадом на виході, який передбачає принцип підсилення і перетворення напруг [3]. Перевагами такого підходу є функціональна універсальність цих схем, що дозволяє використовувати їх у різних пристроях (операційні підсилювачі, буферні пристрої, пристрої вибірки-зберігання аналогових сигналів, компаратори тощо). Проте підсилювачі на базі диференційного каскаду з одноканальною структурою мають певні недоліки: низька швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо при збільшенні частоти вхідного сигналу, асиметричність вихідного сигналу при роботі з прямокутним двополярним вхідним імпульсом.

Особливо слід відзначити, що надзвичайно високі вимоги висуваються до ППС, які застосовуються у багаторозрядних АЦП і ЦАП, що входять до складу високоточних інформаційно-вимірювальних систем, а також гібридних обчислювальних систем, оскільки від точності опрацювання вхідного сигналу підсилювачем залежить підсумкова точність результатів перетворень. Таким чином, проектуючи схеми ППС, необхідно використовувати схемні рішення, які могли б відповідати таким вимогам: висока лінійність статичної передатної характеристики, коефіцієнт підсилення по струму на рівні ($10^4 - 10^6$), низький

коефіцієнт нелінійних спотворень ($\leq 0,001\%$) при максимальній смузі пропускання, мінімальні струми зміщення нуля.

Водночас слід відзначити, що ще у 70-х роках минулого століття почали будувати двотактні симетричні підсилювачі струму [4]. Проте вони були недосконалі, тому що мали обмежену кількість ($1\div 2$) підсилювальних каскадів, низьку лінійність і малий коефіцієнт передачі. Однією з причин цього було те, що у згаданих схемах із багатокаскадною структурою ($2\div 3$) складно задавати потрібний режим по постійному струму. Таким чином не було можливості скористатися перевагами, які надають двотактні підсилювачі постійного струму з симетричною структурою. Тому проблема побудови двотактних симетричних підсилювачів постійного струму з підвищеною лінійністю передатної характеристики є **актуальною**. Термін «двотактний» означає, що підсилення двополярного вхідного сигналу (струму, напруги) здійснюється залежно від його полярності почергово I або II каналами.

Мета

Метою статті є аналіз параметрів передатної характеристики двотактних підсилювачів постійного струму із симетричною структурою.

Постановка задач

Відповідно до зазначеної мети формулюються такі основні задачі:

- а) виведення аналітичних співвідношень для коефіцієнтів передачі по струму в роздільних каналах підсилення двотактних симетричних ППС;
- б) аналіз загального коефіцієнту передачі по струму для малосигнальної зони та зони великого сигналу;
- в) аналіз нелінійності передатної характеристики ППС у діапазоні малого та великого сигналів.

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 наш час багато провідних компаній світу займається розробкою таких ППС. Найвідоміші з них: Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments, Linear Technology, MAXIM, Philips, Pioneer, Inetrstil тощо.

Проте структури підсилювачів, які випускають ці фірми, переважно одноканальні. Вони мають тільки один наскрізний одноканальний канал підсилення, який перетворює рівень вхідного сигналу (напругу), і двотактний вихідний каскад.

Розглянемо найпростішу функціональну схему двотактного двокаскадного ППС із симетричною структурою, яку зображено на рис. 1. Вона містить вхідний двотактний каскад, побудований у вигляді самодоповнювальної схеми із загальною базою на транзисторах T_1 і T_2 . На бази цих транзисторів подаються напруги зміщення $-U_{зм}$ і $+U_{зм}$ для завдання режиму робочої точки. При цьому точка об'єднання емітерів транзисторів T_1 і T_2 слугує входом схеми. Джерела струмів I_3 та I_4 завдають струм зміщення в колекторах і емітерах вхідних транзисторів відповідно T_1 та T_2 . ППС також містить двотактний двоканальний симетричний підсилювальний каскад, побудований на транзисторах T_3 та T_4 . Точка об'єднання колекторів цих транзисторів слугує виходом підсилювача. Схему під'єднано до двох джерел напруг живлення, відповідно $+U_{жс}$ і $-U_{жс}$.

Проаналізуємо електричні параметри вказаного пристрою. Загальне падіння напруги в ланцюгові зміщення I -го каскаду буде дорівнювати $U_{\Sigma} = U_{зм} + |-U_{зм}| = U_{\delta e1} + U_{\delta e2}$, тобто сумі падінь напруги на переходах база-емітер транзисторів T_1 і T_2 , які в наближенні Еберса-Молла при $I_{ex}=0$; $I_1=I_2\approx I_0$ дорівнюють:

$$U_{\delta e1} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_T}, \quad U_{\delta e2} = \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_T},$$

де $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25\text{мВ}$ – термопотенціал; $I_T \approx 10^{-15}$ А – тепловий струм.

При цьому оскільки

$$U_{\Sigma} = U_{\delta e1} + U_{\delta e2}, \text{ то}$$

$$U_{\Sigma} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_T} + \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_T} = \varphi_T \ln \frac{I_1 I_2}{I_T^2}. \quad (1)$$

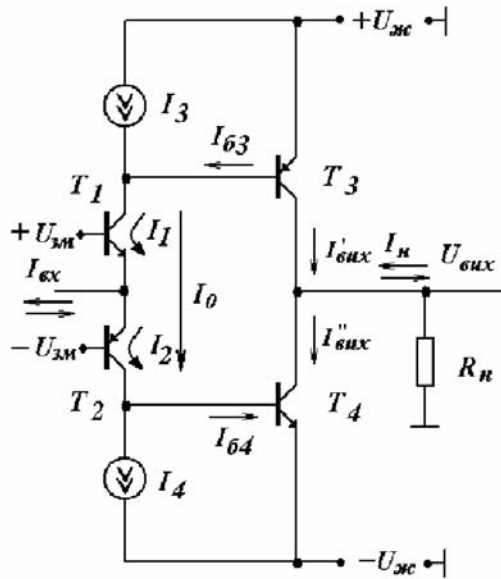


Рис. 1. Спрощена функціональна схема двотактного двоканального ППС із симетричною структурою

За умови $I_{ex} = 0$, нехтуючи I_{B1} та I_{B2} , маємо $I_1 = I_2 = I_0$, де I_1, I_2 – колекторні струми T_1 і T_2 , а I_0 – наскрізний струм зміщення у вхідному каскаді. Потенціюючи (1) з урахуванням I_{ex} , отримаємо:

$$I_1(I_1 + I_{ex}) = I_T^2 e^{\frac{U_{\Sigma}}{\varphi_T}}. \quad (2)$$

При $I_{ex} = 0$ отримаємо:

$$I_T^2 e^{\frac{U_{\Sigma}}{\varphi_T}} = I_1^2.$$

З урахуванням останнього виразу та (2) маємо:

$$I_1(I_1 + I_{ex}) = I_0^2.$$

Ця формула є основним рівнянням, що описує прирости струмів першого каскаду. Звідси знаходимо:

$$I_1 = -\frac{1}{2} I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \quad (3)$$

Аналогічно:

$$I_2 = \frac{1}{2}I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \quad (4)$$

На рис. 2 наведено графік залежності I_1 та I_2 від I_{ex} . Він ілюструє, як поділяється на складові на вході підсилювача струм, що розгалужується в колектори T_1 і T_2 . Значення I_1 та I_2 визначається вольт-амперною характеристикою транзисторів і залежать від їх потужності.

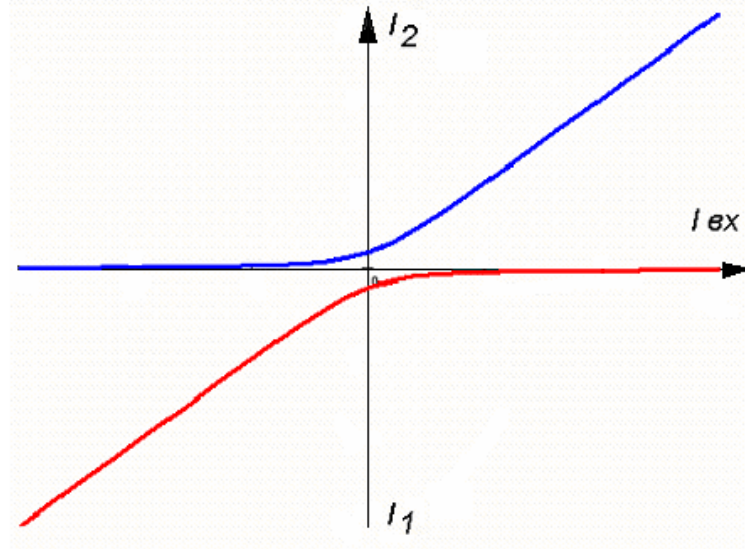


Рис. 2. Залежність I_1 та I_2 від I_{ex}

Для приростів струмів $\Delta I_2 = I_2 - I_0$ та $\Delta I_1 = I_1 - I_0$ має місце залежність, зображена на рис. 3.

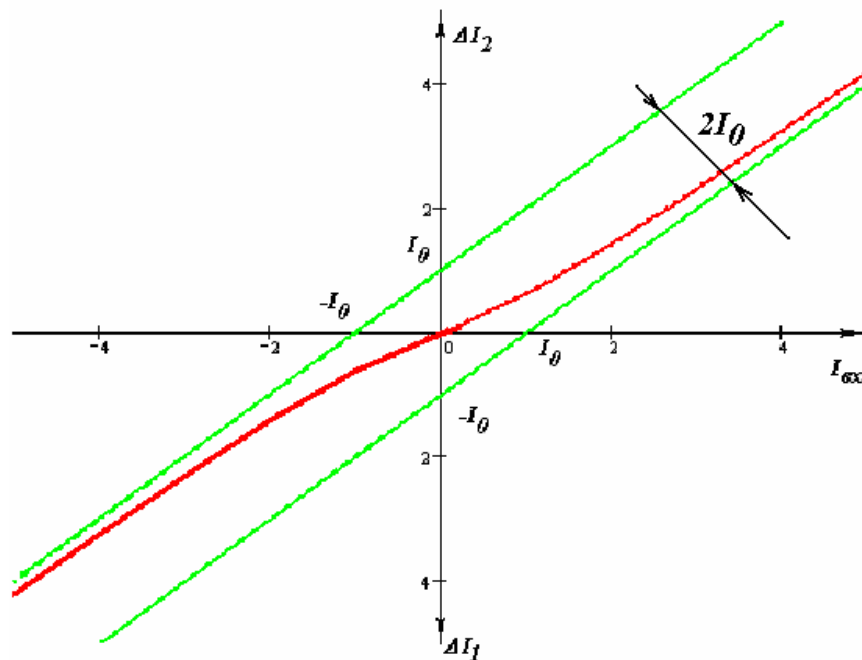


Рис. 3. Залежність приростів струмів ΔI_2 та ΔI_1

Слід зазначити, що функції $\Delta I_1 = f(I_{ex})$ та $\Delta I_2 = f(I_{ex})$ мають дві зони:

- 1) $|I_{ex}| \leq 2I_0$ – малосигнальна зона;
- 2) $|I_{ex}| \gg 2I_0$ – зона великого сигналу.

У першій зоні: $\Delta I_2 \approx \frac{1}{2} I_{ex}$. У другій зоні $\Delta I_2 \approx I_{ex} - I_0$

Розглянемо розгалуження I_{ex} на складові та його подальше проходження по каналах підсилення. При цьому:

$$I_{B3} \approx \alpha_1 I_1 - I_3, I_{B4} \approx \alpha_2 I_2 - I_4, I'_{вих} \approx \beta_3 I_{B3}, I''_{вих} \approx \beta_4 I_{B4}.$$

Струм навантаження формується як різниця двох складових:

$$I_n = I'_{вих} - I''_{вих}.$$

Відповідно до (4) та з урахуванням (2) отримаємо:

$$I_n = \beta_4 \alpha_2 I_{ex} + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_1. \quad (6)$$

Використовуючи (6) і (3), отримаємо:

$$I_n = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{ex} + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \quad (7)$$

Вираз (7) показує, що нелінійність першого каскаду передається на вихід через асиметричність «плечей» підсилювача. При нульовому вхідному струмі маємо:

$$I_n = (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0 \Big|_{I_{ex}=0}$$

Тому приріст вихідного струму, який дорівнює

$\Delta I_n = I_n(I_{ex}) - I_n'(I_{ex})$, де $I_n'(I_{ex})$ – значення I_n при $I_{ex}=0$, визначається у вигляді:

$$\Delta I_n = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) \left(\sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2} - I_0 \right).$$

Функція ΔI_n від I_{ex} зображена на рис. 5.

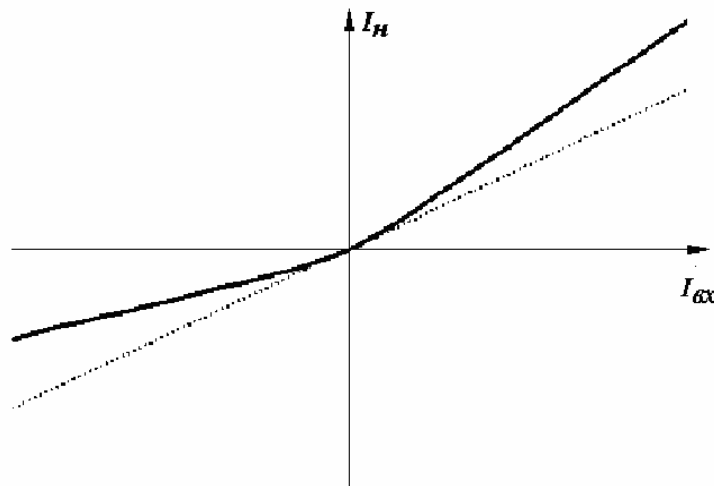


Рис. 4. Залежність струму навантаження від I_{ex}

Пунктиром тут зображено нелінійну складову залежності приросту ΔI_n від I_{ex} :

$$\Delta I_n = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{ex}.$$

Ця рівність має місце за умови $|I_{ex}| \leq 2I_0$ при $|I_{ex}| \ll I_0$. При цьому

$$\Delta I_H \approx \beta_4 \alpha_2 I_{ex} - (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0, \text{ а при } |I_{ex}| \ll I_0, \Delta I_H \approx \beta_3 \alpha_1 I_{ex} - (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0.$$

Якщо прийняти $\beta_4 \alpha_2 > \beta_3 \alpha_1$, то графічно це проявляється як підйом коефіцієнта підсилення в зоні великих додатних струмів і зменшення його в зоні великих по абсолютному значенню від'ємних струмів. Усе це супроводжується проявом малої постійної складової вихідного струму.

Варто зазначити, що додаткові струми зміщення I_3 та I_4 у ланцюгах баз третього і четвертого транзисторів можуть скомпенсувати лише статичну частину (4) постійної складової струму навантаження:

$$\beta_3 I_{\delta 3} - \beta_4 I_{\delta 4} = (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0.$$

Нелінійну ж частину постійної складової так скомпенсувати неможливо. Тобто компенсація за рахунок зміщення другого каскаду можлива лише окремо чи для зони малого, чи лише для зони великого сигналу.

Спрощену практичну принципову схему ППС із симетричною структурою [6] зображено на рис. 5 цей підсилювач містить вхідний двотактний каскад, побудований у вигляді самоповняльної схеми із загальною базою на транзисторах T_4 та T_5 . Робоча точка цього каскаду задається падінням напруги на транзисторах T_1 та T_2 у діодному вмиканні, рівень яких забезпечується значеннями струмів генераторів струмів I_1 та I_2 . Схема також містить два симетричних підсилювальних канали на транзисторах T_{11} і T_{14} . Робочі точки цих транзисторів задаються введенням у схему парафазного відбивача струму, а також відбивачів струму: верхнього – на транзисторах T_3 і T_7 та нижнього – на транзисторах T_6 і T_{10} .

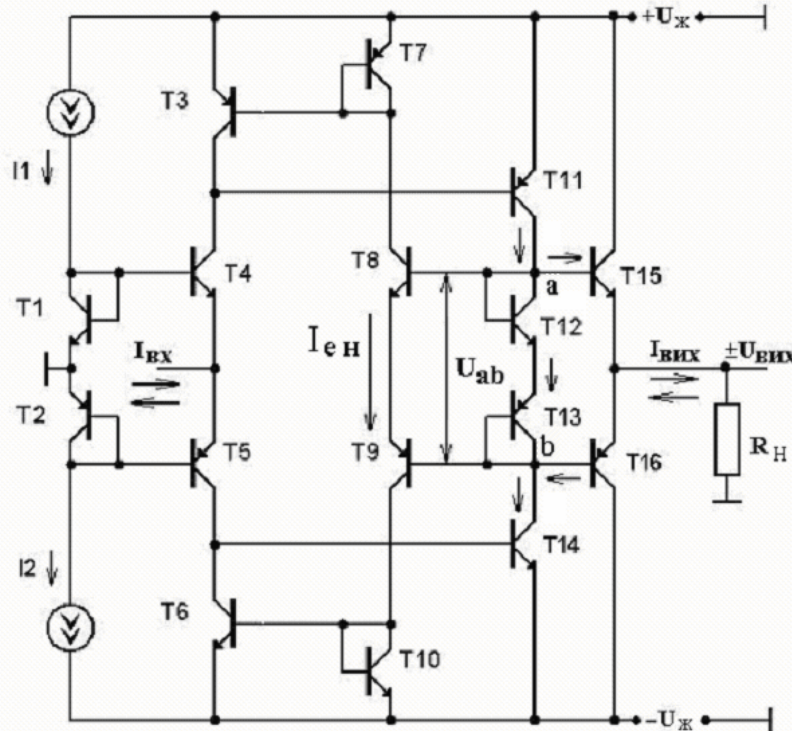


Рис. 5. Спрощена принципова схема ППС із симетричною структурою

Вказаний принцип завдання робочої точки забезпечується самобалансуванням колекторних струмів транзисторів T_{11} , T_{14} і T_7 , T_{10} у діодному вмиканні, а також T_3 і T_4 . Таким чином, за умови $I_{ex}=0$, $I_{K4} \approx I_{K5} \approx I_{K11} \approx I_{K14} \approx I_{K8} \approx I_{K9} \approx I_{K3} \approx I_{K6} \approx I_1 \approx I_2$. 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 .

Наявність у схемі парафазного відбивача на транзисторах T_8 , T_9 , T_{12} , T_{13} забезпечує

постійну сумарну різницю потенціалів U_{ab} на переходах база-емітер T_{12} і T_{13} не лише за умови $I_{ex}=0$, а й коли $I_{ex}\neq 0$ та $I_{K11}\neq I_{K14}$. Слід відзначити, що наскрізний $I_{e.n.}$ струм через переходи колектор-емітер транзисторів T_{15} і T_{16} приблизно дорівнює I_{K8} та I_{K9} . Приріст $\Delta I_{вих}$ ($I_{вих}\neq 0$) з'являється за умови, що $I_{ex}\neq 0$ та $I_{K11}\neq I_{K14}$ і $I_{K15}\neq I_{K16}$ і на виході з'являється різницевий струм ΔI_n , що створює ненульове падіння напруги $U_{вих}$.

Коефіцієнт підсилення по струму вказаної схеми для малосигнальної зони визначається за формулою:

$$K_i = K_{i_{ex}} \cdot K_{ПК} \cdot K_{i_{вих}}$$

де $K_{i_{ex}}$ – коефіцієнт підсилення по струму вхідного каскаду, який визначається як:

$$K_{i_{ex}} = \frac{1}{2}.$$

$K_{ПК}$ – сумарний середній коефіцієнт підсилення по струму проміжних каскадів підсилення на транзисторах T_{11} і T_{14} , який визначається за формулою:

$$K_{ПК} = \beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n};$$

$K_{i_{вих}}$ – коефіцієнт підсилення по струму вихідного каскаду, який визначається у вигляді:

$$K_{i_{вих}} = \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}}.$$

Отже, загальний коефіцієнт підсилення у малосигнальній зоні визначається за кінцевою формулою:

$$K_i = \frac{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}}{2} \cdot \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}} = \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}$$

При цьому, наприклад, при $\beta_{p-n-p}=50$, а $\beta_{n-p-n}=100$ $K_i=5000$, що збігається із результатами комп'ютерного моделювання. Нарощування числа підсилювальних каскадів, а відповідно і збільшення K_i можна досягти, використовуючи додаткові парафазні відбивачі струму як окремо на кожен каскад, так і один загальний на декілька каскадів. Застосування симетричної структури побудови та парафазних відбивачів струму у підсилювальних каскадах дає змогу будувати ППС з високими коефіцієнтами підсилення: 100 дБ і більше [6 – 8].

Висновки

Виведено аналітичні вирази для коефіцієнтів підсилення для вхідного каскаду, каскадів попереднього підсилення і вихідного каскаду двотактного ППС, які дозволяють оцінити значення цих коефіцієнтів, використовуючи диференційні коефіцієнти передачі β по струму p-n-p і n-p-n транзисторів.

Отримано аналітичні співвідношення для загального коефіцієнту передачі по струму для малосигнальної зони та зони великого сигналу, що дає змогу аналізувати передатну функцію вхід-вихід симетричного ППС у діапазоні вхідного і вихідного сигналів.

Проаналізовано нелінійність характеристики вхід-вихід. Показано, що цю характеристику можна розкласти на дві складові: лінійну та нелінійну. Це дозволяє оцінити рівень нелінійності передатної характеристики залежно від розбіжностей значень β для p-n-p і n-p-n транзисторів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Walt Kesler ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. – 1127 p.
2. United States Patent №3184687 Charles A. Wilkins Push-pull power amplifier May 18, 1965.
3. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published 2003 John Wiley & Sons

Technology & Industrial Arts. – 912 p.

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

5. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.

6. Азаров О.Д. Основы теории аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260с.

7. Патент України №18599 Двотактний симетричний підсилювач струму. – О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук. – 2006.

8. Патент України №18466 Підсилювач постійного струму. – О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук. – 2006.

Азаров Олексій Дмитрович – директор інституту, завідувач кафедри;

Решетнік Олександр Олександрович – магістрант кафедри;

Гарнага Володимир Анатолійович – магістрант кафедри;

Богомолов Сергій Васильович – студент.

Кафедра обчислювальної техніки, інститут інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії,
Вінницький національний технічний університет