

УДК 681.3:621.375

## ПОХИБКИ ЛІНІЙНОСТІ ДВОТАКТНОГО СИМЕТРИЧНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

*Азаров О.Д. д.т.н., проф., Гарнага В.А. асп.*

### Вступ

У теперішній час багато відомих фірм продуцентів електронних компонентів [1-3] таких як Analog Device, Burn Brown, Intersil, National Semiconductor та інших займається випуском підсилювачів постійного струму і зокрема операційних підсилювачів широкого спектру застосувань. Кожна з цих фірм має асортимент продукції понад 100 найменувань, проте переважна більшість із них має досить схожі структури і виконані майже за одним принципом, а саме однокітні асиметричні структури. Вона має ряд недоліків одними із яких є високі нелінійні спотворення вихідного сигналу. Автори статті пропонують альтернативний підхід до створення підсилювачів постійного струму – використання двотактних симетричних структур ОП. Це дозволяє зменшити нелінійні спотворення та покращити динамічні характеристики підсилювачів постійного струму. У рамках такого підходу є декілька різних варіантів побудови структур підсилювачів.

### Метою статті є

аналіз похибок лінійності статичної передатної характеристики, а також нелінійних спотворень у діапазоні частот вхідного сигналу двотактного підсилювача постійного струму із симетричною структурою та вплив на ці показники деяких схемних чинників.

### Постановка задач

1. Виведення аналітичних співвідношень для оцінювання статичних похибок лінійності передатної характеристики ППС із симетричною структурою.
2. Аналіз нелінійних спотворень ППС у діапазоні частот вхідного сигналу через гармонійні складові.
3. Дослідження впливу на коефіцієнт нелінійних спотворень неідентичності коефіцієнтів підсилення по струму п-р-п та р-п-р транзисторів у діапазоні частот вхідного сигналу.

### Актуальність

Значна кількість сучасних підсилювачів постійного струму застосовують переважно одноканальну асиметричну структуру, що містить три каскади, а саме: диференційний каскад на вході, однокітний проміжний підсилювальний каскад і двотактний симетричний каскад на виході. Такий підхід переважно передбачає принцип підсилення і перетворення напруг [3]. Перевагами таких схем є функціональна універсальність, що дозволяє використовувати ці ППС у різних пристроях (операційні підсилювачі, буферні пристрої, пристрої вибірки-зберігання аналогових сигналів, компаратори і т. д.). Проте підсилювачі з одноканальною 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 двополярний вхідний імпульс [2-4].

Водночас, проектуючи схеми ППС, що використовуються в багаторозрядних і особливо в багатоканальних АЦП і ЦАП, необхідно використовувати схемні рішення, які б могли відповідати таким вимогам: висока лінійність статичної передатної характеристики; низький коефіцієнт нелінійних спотворень при максимальній смузі пропускання, а також симетричну реакцію на вхідний двополярний імпульс.

У цьому плані на особливу увагу заслуговують двотактні пристрої з симетричною структурою. Слід відзначити, що вони з'явилися ще у 70-х роках, проте такі підсилювачі були недосконалі, оскільки мали обмежену кількість (1÷2) підсилювальних каскадів і малий коефіцієнт передачі. Основною з причин цього було те, що у вказаних схемах із багатокаскадною структурою (2÷3) складно задавати потрібний режим по постійному струму.

Автори пропонують будувати двотактні ППС із симетричною структурою з використанням вхідного двотактного каскаду, симетричних проміжних каскадів і двотактних вихідних каскадів. Причому при такому підході існує два шляхи його реалізації: перший – це використання вхідного каскаду в режимі мікрострумів, а другий – у номінальному режимі. Проте, слід зазначити, що вказаний напрям є дещо не традиційним, глибокого аналізу таких ППС не було проведено, зокрема, не досліджувалися похибки лінійності передатної характеристики, а також нелінійні спотворення в діапазоні частот вхідного сигналу ППС. Саме тому тема статті є актуальною.

**Розв'язання задач**

Розглянемо найпростішу функціональну схему двотактного двокаскадного ППС [5, 6] із симетричною структурою, яку зображено на рис. 1. Вона містить вхідний двотактний каскад, побудований у вигляді самоповняльної схеми із загальною базою на транзисторах  $T_1$  і  $T_2$ . На бази цих транзисторів подається напруга зміщення  $-U_{зм}$  і  $+U_{зм}$  для завдання відповідного режиму по постійному струму  $I_{зм}$ . При цьому точка об'єднання емітерів транзисторів  $T_1$  і  $T_2$  слугує входом схеми. Слід відзначити, що залежно від значення робочої точки транзисторів вхідного каскаду  $I_{зм}$  режим роботи можна умовно розділити на два: а) режим мікрострумів; б) номінальний режим. Незалежно від режиму вхідного каскаду джерела струмів  $I_3$  та  $I_4$  слугують для завдання збалансованого режиму по постійному струму транзисторів проміжних каскадів  $T_3$  та  $T_4$ . Точка об'єднання колекторів цих транзисторів слугує виходом підсилювача.

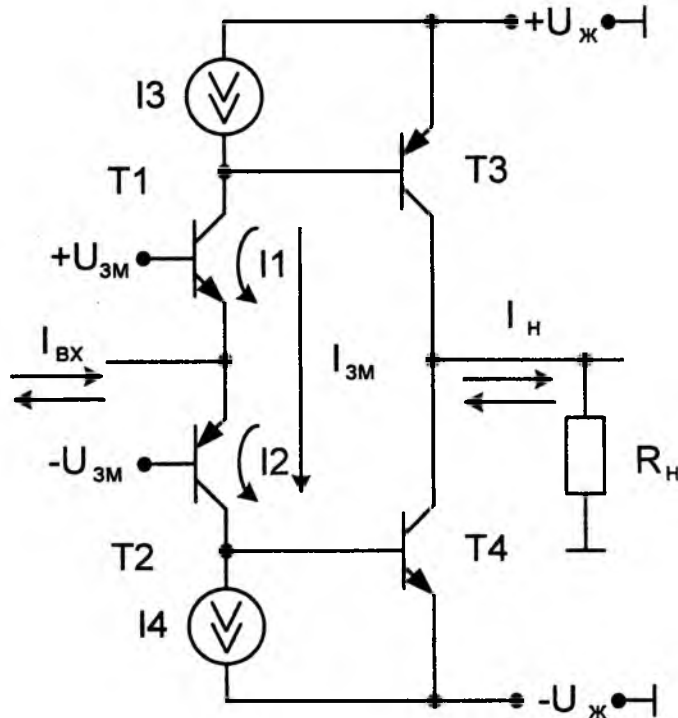


Рис. 1 – Спрощена функціональна схема двотактного ППС із симетричною структурою

Для оцінювання рівня нелінійності передатної характеристики доцільно враховувати два аспекти:

а) по-перше -- приріст вихідного струму  $\Delta I_H$  від значення струму зміщення в транзисторах  $T_1$  і  $T_2$  за умови, що  $I_{вх}=0$ ;

б) по-друге -- приріст вихідного струму залежно від значення вхідного струму  $I_{вх}$ .

Коефіцієнти передачі по струму для транзисторів р-п-р і п-р-п типів переважно є різними, тому,

якщо  $I_{вх}=0$  то відношення струмів буде визначатися як  $\frac{\Delta I_H}{I_{зм}} = \beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1$ . Водночас якщо ж

$I_{вх} = \text{const}$ , а  $I_{вх} \neq 0$ , ми отримаємо вираз для визначення коефіцієнту підсилення по струму:

$$K_i = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_{вх}} = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2}$$

Позначимо перший вираз через  $\frac{\Delta I_H}{I_{зм}} = \Delta \beta$ , а другий --  $K_i = \bar{\beta}$ . Використовуючи квадратичну

апроксимацію [6] представимо цю залежність з точністю до трьох членів:

$$\frac{\Delta \beta}{\bar{\beta}} = \frac{a + b \Delta I_{вх} + c \Delta I_{вх}^2}{d + e \Delta I_{вх} + f \Delta I_{вх}^2} \quad (1)$$

У випадку, коли вхідний сигнал є синусоїдальним маємо:

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_0 + I_{\text{вх}} \sin \omega t, \quad (2)$$

де  $I_0$  – струм зміщення нуля (причому  $I_0 \ll I_{\text{зм}}$ ),  $I_{\text{зм}}$  – струм зміщення вхідного каскаду,  $I_{\text{вх}}$  – амплітуда вхідного сигналу,  $I_{\kappa 1} \approx I_{\kappa 2} = I_{\text{зм}}$ ,  $I_{\kappa 1} - I_{\kappa 2} = I_0$ . Тоді

$$\Delta \beta = \Delta_{0\beta} + \Delta_{1\beta} I_{\text{вх}} \sin \omega t + \Delta_{2\beta} I_{\text{вх}}^2 \sin 2\omega t$$

де  $\Delta_{0\beta} = a + bI_0 + c \left( I_0^2 + \frac{I_{\text{вх}}^2}{2} \right)$  – ефективне середнє значення  $\Delta \beta$ ,

$$\Delta_{1\beta} = b + 2cI_0, \quad \Delta_{2\beta} = -\frac{c}{2}.$$

Аналогічно розкриємо  $\bar{\beta}$ :

$$\bar{\beta} = \bar{\beta}_0 + \bar{\beta}_1 I_{\text{вх}} \sin \omega t + \bar{\beta}_2 I_{\text{вх}}^2 \cos 2\omega t, \quad (3)$$

$\bar{\beta}_0 = d + eI_0 + f \left( I_0^2 + \frac{I_{\text{вх}}^2}{2} \right)$  – ефективне середнє значення  $\bar{\beta}$ ,

$$\bar{\beta}_1 = e + 2f \cdot I_0 \text{ та } \bar{\beta}_2 = -\frac{f}{2}.$$

Будемо вважати, що основний вклад у коефіцієнт нелінійних спотворень вносить друга гармоніка[4]. При обчисленні її амплітуди відкинемо члени менші ніж відношення  $I_0/I_{\text{зм}}$  порівняно з тими, що враховуються.

Зобразимо приріст струму навантаження у вигляді:

$$\Delta I_{\text{н}} = \bar{\beta} \Delta I_{\text{вх}} + \Delta \beta \left( \sqrt{\frac{\Delta I_{\text{вх}}^2}{4} + I_{\text{зм}}^2} - I_{\text{зм}} \right) \quad (4)$$

У першому наближенні по  $I_{\text{вх}}/I_{\text{зм}}$  отримаємо (обмежимося розкладом у ряд Тейлора)

$$I_{\text{н}} \approx \bar{\beta} \Delta I_{\text{вх}} + \frac{\Delta \beta}{8I_{\text{зм}}} \Delta I_{\text{вх}}^2$$

Підставляючи в останню формулу  $\Delta I_{\text{вх}}$  у вигляді (1),  $\bar{\beta}$  з (3) та  $\Delta \beta$  з (2) отримаємо для постійної складової, першої та другої гармонік:

$$\Delta I_{\text{н}} = \Delta I_{\text{н}0} + \Delta I_{\text{н}1} I_{\text{вх}} \sin \omega t + \Delta I_{\text{н}2} I_{\text{вх}}^2 \cos 2\omega t, \quad (5)$$

де

$$\Delta I_{\text{н}0} = \bar{\beta}_0 \cdot I_0 + \frac{\bar{\beta}_1 I_{\text{вх}}^2}{2} + \frac{\Delta_{0\beta}}{16I_{\text{зм}}} (2I_0^2 + I_{\text{вх}}^2) + \frac{\Delta_{1\beta} I_0 I_{\text{вх}}^2}{4I_{\text{зм}}} - \frac{\Delta_{2\beta} I_{\text{вх}}^4}{16I_{\text{зм}}},$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{n1} &= \overline{\beta}_0 + \overline{\beta}_1 I_0 - \frac{\overline{\beta}_2 I_{\text{вх}}^2}{2} + \frac{\Delta_{0\beta} I_0}{I_{3M}} + \frac{\Delta_{1\beta}}{32 I_{3M}} (4 I_0^2 + 3 I_{\text{вх}}^2) - \frac{\Delta_{2\beta} I_0 I_{\text{вх}}^2}{8 I_{3M}}, \\ \Delta I_{n2} &= -\frac{\overline{\beta}_1}{2} + \overline{\beta}_2 I_0 - \frac{\Delta_{0\beta}}{16 I_{3M}} - \frac{\Delta_{1\beta} I_0}{8 I_{3M}} + \frac{\Delta_{2\beta} (2 I_0^2 + I_{\text{вх}}^2)}{16 I_{3M}}. \end{aligned} \quad (6)$$

З останніх трьох формул випливає, що внесок у статичну нелінійність підсилювача, що зумовлено несиметричністю коефіцієнтів передачі проміжного каскаду, послаблено в  $I_0/I_{3M}$  разів (чи  $I_{\text{вх}}/I_{3M}$  при  $I_0=0$ ) порівняно із внеском, що дає непостійність  $\overline{\beta}$  (Під несиметричністю підсилювача будемо розуміти неідентичність  $\beta_3$  та  $\beta_4$ ).

Проаналізуємо коефіцієнт гармонік, при цьому будемо враховувати лише залежність  $\overline{\beta}$  від струму, тоді в діапазоні вхідного сигналу отримаємо:

$$\Delta I_{n0} \approx \overline{\beta}_0 I_0 + \frac{\overline{\beta}_1 I_{\text{вх}}^2}{2}, \quad \Delta I_{n1} \approx \overline{\beta}_0 + \overline{\beta}_1 I_0 - \frac{\overline{\beta}_2 I_{\text{вх}}^2}{2}, \quad \Delta I_{n2} \approx \frac{\overline{\beta}_1}{2} + \overline{\beta}_2 I_0.$$

Таким чином, коефіцієнт гармонік  $U$ , що обчислюється як відношення амплітуд другої і першої гармоніки, відповідно до (5) дорівнює:

$$v = \left| \frac{\Delta I_{n2} I_{\text{вх}}}{\Delta I_{n1}} \right|$$

або

$$v = \left| \frac{\frac{\overline{\beta}_1}{2} + \overline{\beta}_2 I_0}{\overline{\beta}_0 + \overline{\beta}_1 I_0} \frac{I_{\text{вх}}}{\frac{\overline{\beta}_2}{2} I_{\text{вх}}^2} \right| \quad (7)$$

Нехтуючи в останній формулі квадратичними членами залежності  $\overline{\beta}$  від струму ( $\overline{\beta}_2 \rightarrow 0$ ), отримаємо спрощену формулу

$$v \approx \frac{\overline{\beta}_1 I_{\text{вх}}}{2(\overline{\beta}_0 + \overline{\beta}_1 I_0)}$$

За значенням цей вираз збігається з

$$v \approx \frac{\overline{\beta}_1 I_{\text{вх}}}{2\overline{\beta}_0}$$

На рис. 2 представлено графік залежності коефіцієнту спотворень від частоти вхідного сигналу, при різних значеннях амплітуди вхідного струму.

Вказане співвідношення може служити для оцінювання коефіцієнта гармонік через залежність  $\overline{\beta}$  від струму. У загальному випадку коефіцієнт гармонік визначається трьома чинниками (в порядку зменшення значення):

- 1) залежністю  $\overline{\beta}$  від струму;
- 2) нелінійністю коефіцієнтів передачі (вираз (4));
- 3) залежністю  $\Delta\beta$  від струму.

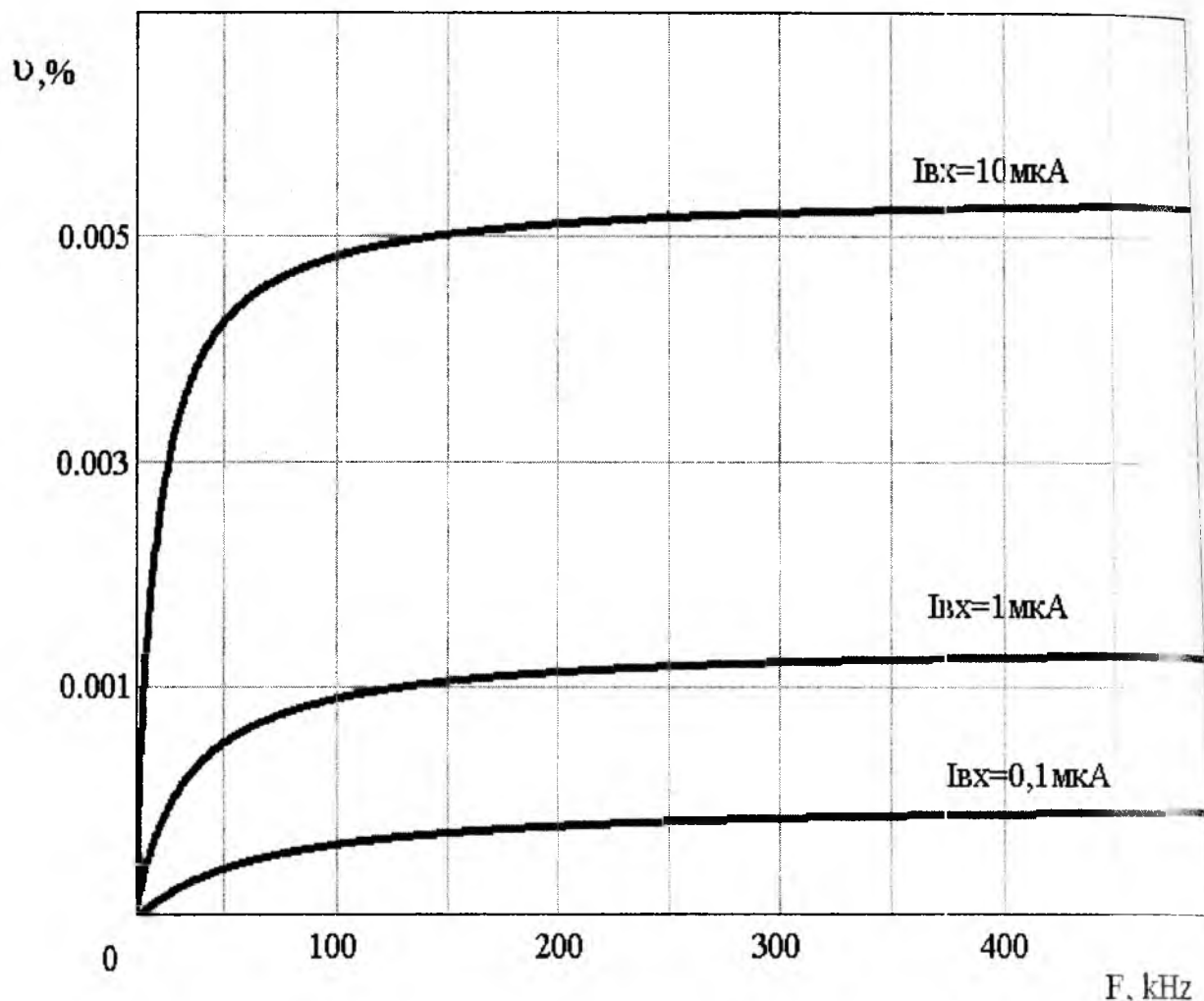


Рис. 2 – Графік залежності  $v$  від частоти вхідного сигналу

Варто зазначити, що вплив чинника 1 можливо мінімізувати не лише зменшивши  $\bar{\beta}_1$  та  $\bar{\beta}_2$ , що впливає з виразу (3), але й шляхом вибору робочої точки  $I_0$ , щоб задовольнити рівність  $-\frac{\bar{\beta}_1}{2} + \bar{\beta}_2 I_0 = 0$  з (7), тобто:

$$I_0 = \frac{\bar{\beta}_1}{2\bar{\beta}_2}. \quad (8)$$

Вплив чинника 2) відповідає третьому члену в правій частині (6). Він досить детально проаналізований в [7]. Цей чинник послаблюється у  $I_{vx}/I_{zm}$  разів порівняно з першим і стає впливовим, якщо:

$$8 \frac{\bar{\beta}_1 I_{vx}}{\Delta_{0\beta}} \leq \frac{I_{vx}}{I_{zm}}.$$

Чиннику 3) відповідає 4-й та 5-й члени у правій частині (6) (набільше значення має 4-й член; 5-й, як правило, має дуже мале значення). Третій чинник відіграє роль подібну до чинника 2 за умови:

$$I_0 \geq \frac{\Delta_{0\beta}}{2\Delta_{1\beta}}.$$

Коли ж

$$I_0 = -\frac{\Delta_0\beta}{2\Delta_1\beta} \quad (9)$$

сукупний внесок факторів 2 і 3 мінімізується.

Якщо вибрати струм зміщення так, щоб задовільнити (хоча б приблизно) відразу обом умовам – (8) і (9) – то внесок другої гармоніки було б мінімізовано. Водночас зменшився б загальний коефіцієнт гармонік.

Розглянута схема двотактного ППС із симетричною структурою на рис. 1 є спрощеною і зручною для побудови математичної моделі такого класу підсилювачів, а на практиці використовується більш складні пристрої. Залежно від завдання режиму вхідного каскаду можна виділити два напрями ППС, що містять вхідний і проміжний каскади рис. 3 і 4. На рис. 3 зображено схему в якій вхідний каскад функціонує в режимі мікрострумів. Будемо вважати, що цей режим відповідає випадку, коли колекторні струми  $T_{14}$  і  $T_{15}$  відповідають базовим струмам  $T_{18}$  і  $T_{19}$ . Вона містить вхідний двотактний каскад, побудований у вигляді самоповняльної схеми із загальною базою на транзисторах  $T_{14}$  і  $T_{15}$ . На бази цих транзисторів псадаються напруги зміщення з транзисторів  $T_9$  і  $T_{10}$  у діодному вмиканні для завдання режиму мікроструму. Джерело струму  $I_1$  задає робочу точку для всієї схеми. Генератори струмів зміщення ГС31 та ГС32 через транзистори відповідно  $T_{13}$  і  $T_{16}$  балансують робочі точки транзисторів  $T_{18}$  і  $T_{19}$ , причому:

$$I'_{зм} \approx I''_{зм} = I_{б_{p-n-p}} + I_{б_{n-p-n}}$$

Такий спосіб завдання робочої точки транзисторів  $T_{14}$  і  $T_{15}$  дозволяє мінімізувати струм зміщення нуля на виході схеми.

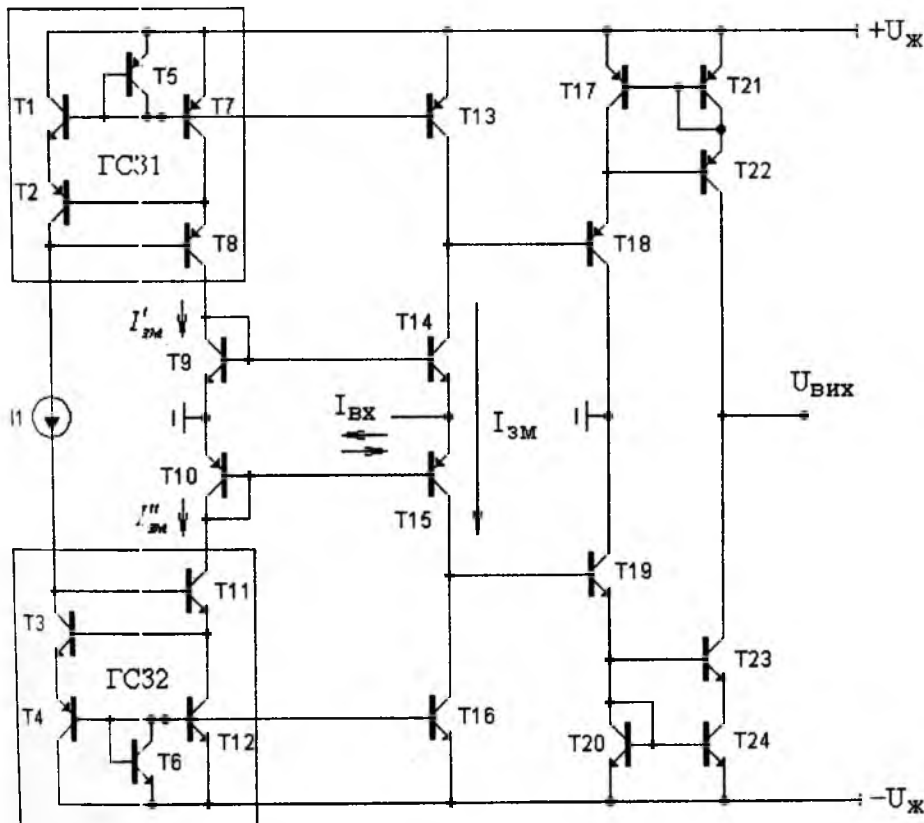


Рис. 3 – Двотактний симетричний ППС із вхідним каскадом у режимі мікро струму (Схема 2)

У схемі ППС на рис. 4 використовується принцип завдання режиму робочої точки вхідного каскаду, що відповідає номінальному струму. В ній використовується двонаправлений відбивач струму який побудовано на транзисторах  $T_{14}$ ,  $T_{15}$ ,  $T_{17}$ ,  $T_{18}$ . завдяки використанню такого підходу вдається досить точно завдати режим по постійному струму для транзисторів  $T_{17}$  і  $T_{20}$ , що утворюють проміжний підсилювальний каскад. Вхідний каскад схеми також двотактний проте на відміну від попередньої схеми він працює у номінальному режимі. Водночас для завдання номінального режиму роботи проміжних каскадів у схему додатково введено двонаправлений відбивач струму.

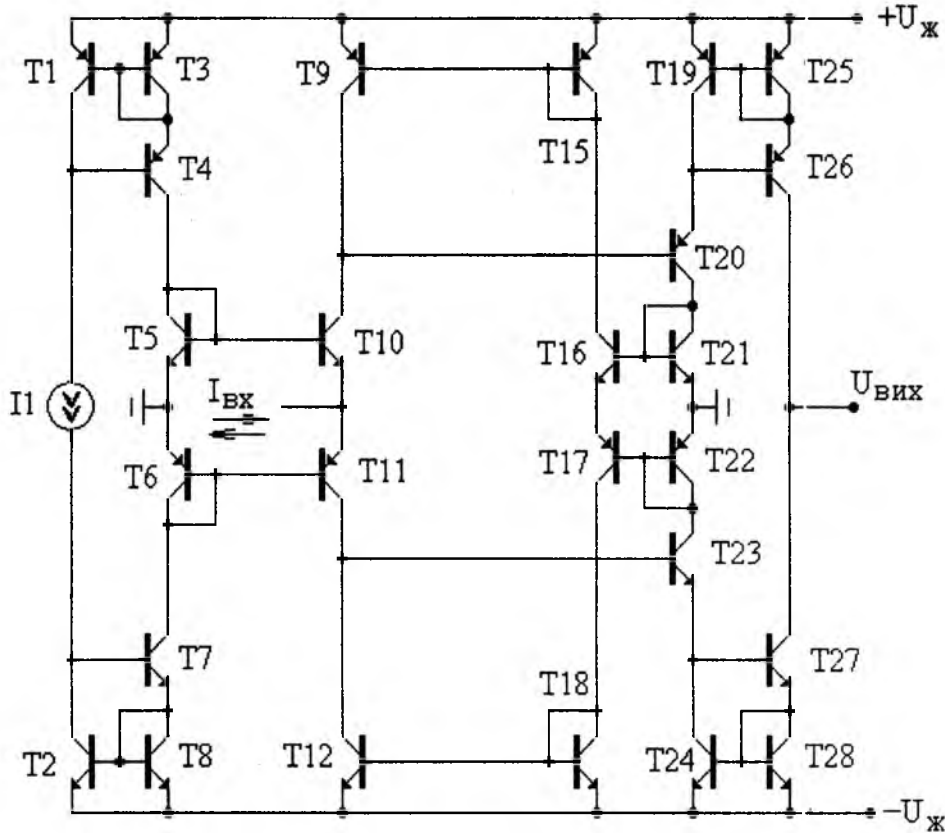


Рис. 4 – Принципова схема двотактного ППС із вхідним каскадом у номінальному режимі

На рис. 5 представлено графік залежності похибки лінійності статичної передатної характеристики двотактного симетричного ППС від амплітуди вхідного струму  $I_{вх}$ , який було отримано шляхом комп'ютерного моделювання. Дослідження проводилися у діапазоні вхідного сигналу  $\pm 100$  нА без резистора зворотного зв'язку та із резистором навантаження  $500\text{к}\Omega$ . Результати моделювання представлено в табл. 1.

Таблиця 1 – Похибка лінійності

Діапазон, $I_{вх}$ нА	$\pm 1$	$\pm 5$	$\pm 10$	$\pm 20$	$\pm 40$	$\pm 60$
Схема 2						
$\Delta U_{л \max}$ (мВ)	0,002	0,041	0,166	0,661	2,831	6,310
$\delta U_{л}$ (%)	0,003	0,012	0,025	0,049	0,106	0,159
Схема 3						
$\Delta U_{л \max}$ (мВ)	0,001	0,020	0,094	0,317	1,266	2,858
$\delta U_{л}$ (%)	0,002	0,009	0,022	0,038	0,075	0,114

Не зважаючи на відсутність вихідного каскаду, який би розвантажував каскад попереднього підсилення, похибки лінійності є досить низькими. Це свідчить про те, що введення вихідного каскаду дозволить зменшити додатково ці похибки на 1-2 порядки.

Також шляхом комп'ютерного моделювання було визначено коефіцієнт нелінійних спотворень у діапазоні частот вказаних схем. Для цього використовувався комплекс програм схмотехнічного моделювання MicroCAP та вбудована у нього функція Total Harmonic Distortion [8]. Отримані результати представлено в табл. 2. Із них випливає, що дещо кращі результати у динаміці демонструє схема 2.

Таблиця 2 – Коефіцієнт нелінійних спотворень

I <sub>вх</sub> =10 мкА, R <sub>п</sub> =100 кОм, С <sub>к</sub> =0,01 пФ							
	10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	20 кГц	100 кГц	200 кГц
Схема 2							
КНС, %	0,014	0,0145	0,0156	0,016	0,0165	0,0198	0,021
Схема 3							
КНС, %	0,018	0,022	0,027	0,029	0,03	0,033	0,035

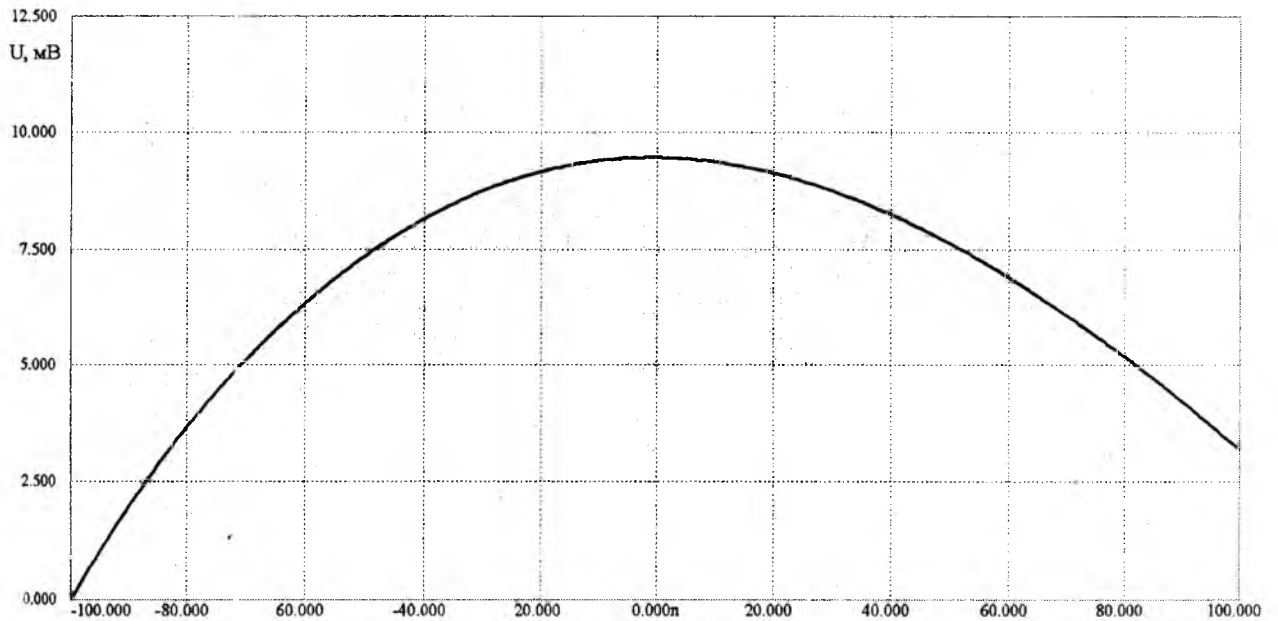


Рис. 5 – Похибки лінійності статичної передатної характеристики двотактного симетричного ППС

Ще однією значною перевагою використання ППС із симетричною структурою перед іншими є та, що на виході такого підсилювача спостерігається симетрична реакція на двополярний вхідний імпульс (рис. 6).

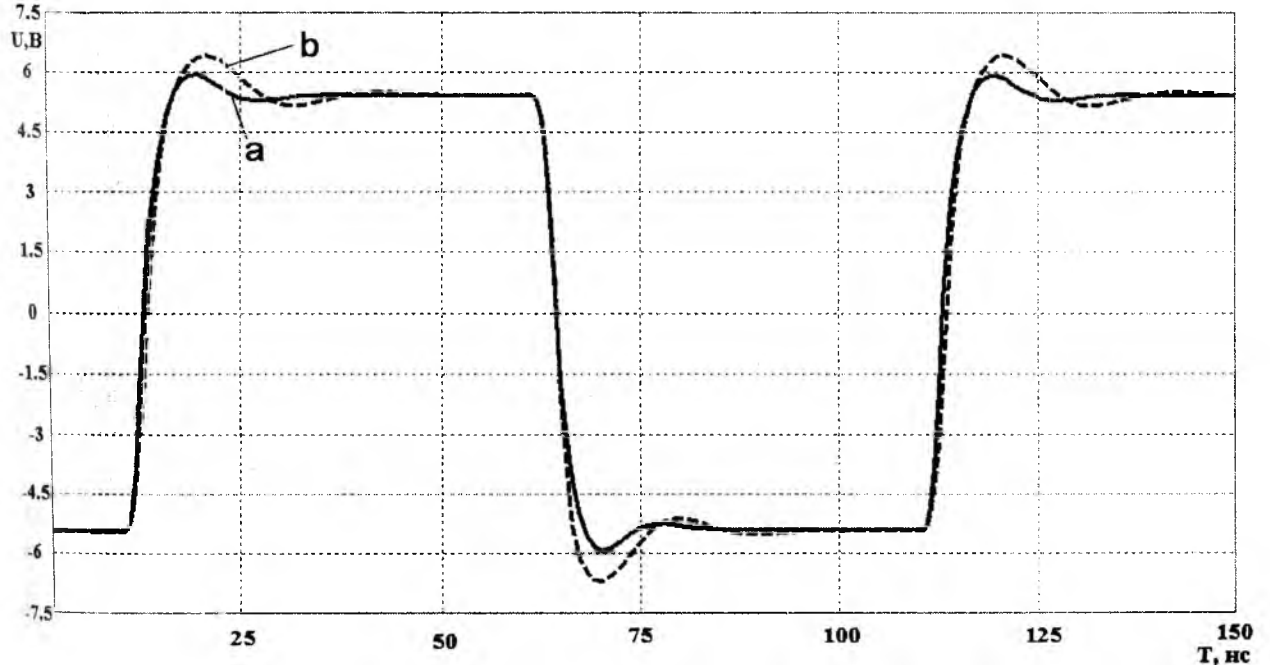


Рис. 6 – Перехідна характеристика ППС із симетричною структурою:  
а) схема 2; б) схема 3.



Аналіз графічних результатів моделювання показує, що тривалості переднього і заднього фронту вихідного імпульсу на рівні 90% є однаковим і дорівнює  $\Delta t^+ \approx \Delta t^- = 3.4 \text{ нс}$ . При цьому відповідна швидкість становить:  $V_1 \approx V_2 \approx 2900 - 3000 \text{ В / мкс}$ .

Розглянуті підсилювачі із симетричною структурою є досить простими і мають лише вхідний і проміжний підсилювальні каскади. Для збільшення коефіцієнту підсилення і вихідної потужності треба додати вихідний двотактний каскад, як це здійснено у розроблених авторами практичних схемах високолінійних двотактних симетричних підсилювачах постійного струму, захищених патентами України [9,10].

### Висновки

1. Виведено аналітичні співвідношення для оцінювання статичних похибок лінійності передатної характеристики ППС із симетричною структурою, що дають змогу визначити рівень вказаних похибок при різних конфігураціях схеми.

2. Проаналізовано нелінійні спотворення як аналітичним шляхом через гармонійні складові, а також за допомогою комп'ютерного моделювання у діапазоні частот вхідного сигналу. Показано, що ППС із симетричною структурою навіть без вихідного каскаду мають відносно низькі нелінійні спотворення вихідного сигналу на рівні 0,01 до 0,1%.

3. Досліджено вплив неідентичності коефіцієнтів підсилення по струму транзисторів типу n-p-n та p-p-n на коефіцієнт нелінійних спотворень у діапазоні частот вхідного сигналу. Доведено, що нелінійні спотворення зростають у випадку збільшення розкиду вказаних параметрів.

### Список літератури:

1. Walt Kesler ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. 1127 pages.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey 2003, 915 p.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электрон-ных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. –М. 1982. – 512 сил.
5. 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. [www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html](http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html)
6. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган: Пер. с англ. – М.: Наука, 1979 – С. 830.
7. О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, Нелінійні спотворення у двотактних симетричних підсилювачах постійного струму // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології: Міжнар. наук.-техн. журнал. – Вінниця, 2007. – №2(14). – с. 26-33.
8. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007 – 464 с.ил.
9. Патент України №13110 Вхідний пристрій порівняння струмів. - О.Д. Азаров, Захарченко С.М., О.О. Лукашук 2006.
10. Патент України №18599 Вхідний пристрій порівняння струмів. - О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук 2006.

**Азаров Олексій Дмитрович** – д.т.н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 51-32-93,

**Гарнага Володимир Анатолійович** – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.