

УДК 681.3:621.375

О.Д. АЗАРОВ, В.А. ГАРНАГА

НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ У ДВОТАКТНИХ СИМЕТРИЧНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

95, Хмельницьке шосе, м. Вінниця, 21021

Тел +38 (0432). 51-32-93, E-mail: azarov@vstu.vinnica.ua, wolfman@rambler.ru

Анотація. Розглянуто нелінійні спотворення передатної характеристики підсилювачів постійного струму із симетричною структурою. За допомогою математичного апарату спеціальних функцій виведено аналітичні співвідношення, що дозволяють оцінити рівень указаних спотворень. Представлено практичні схеми ППС із симетричною структурою та проведено комп'ютерне моделювання статичних і динамічних характеристик.

Аннотация. Рассмотрены нелинейные искажения передаточной характеристики усилителей постоянного тока с симметрической структурой. Выведены соотношения при помощи математического аппарата специальных функций, которые позволяют оценить уровень упомянутых искажений. Представлены практические схемы УПТ с симметрической структурой, а также проведено компьютерное моделирование их статических и динамических характеристик.

Abstract. Total harmonic distortion of transmission characteristic in direct current amplifiers with symmetrical structure was considered. Analytical relations that allow to appreciate the level of total harmonic distortion were produced with the help of special mathematical functions. Practical circuits of DCA with symmetrical structure were represented, also were made computer modeling of static and dynamic characteristics of these circuits.

Ключові слова: ППС, КНС, симетрична структура.

ВСТУП

Існує багато видів нелінійних спотворень передатної характеристики підсилювачів постійного струму, які зазвичай виникають через нелінійність підсилення чи нерівномірність фази. Найбільш поширені такі види спотворень: гармонійні, фазові, інтермодуляційні, крос-модуляційні та крос-спотворення [1, 2]. Усі ці спотворення призводять до появи загальної похибки у вихідних сигналах аналогових пристроїв, де використовуються ППС.

Водночас, нелінійні спотворення є невід'ємною складовою похибки передатної характеристики будь-якого підсилювача постійного струму. Для їх визначення у частотній зоні вхідного сигналу використовується коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС). Він характеризує рівень спотворення вихідного сигналу по відношенню до вхідного в заданому діапазоні частот [1-4]. КНС призведе до появи додаткової динамічної складової похибки лінійності передатної характеристики підсилювача.

АКТУАЛЬНІСТЬ

Особливого значення набувають нелінійних спотворення для підсилювачів постійного струму, що використовуються як операційні підсилювачі. Такі ППС при розірваній петлі зворотного зв'язку мають зазвичай високий коефіцієнт підсилення із значенням 10^5 - 10^7 та використовуються, зокрема, у багаторозрядних АЦП і ЦАП із високою роздільною здатністю на рівні 12÷18 двійкових розрядів [5], а також в інших аналогових та аналого-цифрових пристроях. Для реалізації операційного режиму у підсилювач уводиться від'ємний зворотній зв'язок як для зменшення загальної похибки, так і нелінійних спотворень.

Рівень нелінійності передатної характеристики ППС у значній мірі визначаються їх схемотехнікою. 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, низьку лінійність і малий коефіцієнт

передачі. Однією з причин цього була та, що у вказаних схемах із багатокаскадною структурою (2÷3) складно задавати потрібний режим по постійному струму. Таким чином не було можливості скористатися повністю перевагами, що надають двотактні підсилювачі постійного струму з симетричною структурою.

Видано досить багато літературних джерел, які присвячено дослідженню коефіцієнта нелінійних спотворень (Total Harmonic Distortion – THD). Особливо слід відзначити такі: [2,3]. Водночас усе різноманіття цих праць містять матеріали дослідження одноканальних асиметричних структур ППС. Що ж стосується двотактних симетричних підсилювачів постійного струму, які потенційно повинні мати менші нелінійні спотворення, то детальні дослідження на предмет оцінювання КНС ще не проводилося у цьому напрямку, саме тому такі дослідження є актуальними.

МЕТОЮ СТАТТІ Є

Аналіз нелінійних спотворень передатної характеристики двотактних симетричних підсилювачах постійного струму.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ

1. Дослідити нелінійні спотворення, що виникають у каскадах двотактного підсилювача постійного струму із симетричною структурою й отримати аналітичні співвідношення, за допомогою яких можна їх оцінити.
2. Оцінювання коефіцієнту нелінійних спотворень у діапазоні частот вхідного сигналу за допомогою комп'ютерного моделювання двотактних симетричних ППС.

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 подаються напруги зміщення $-U_{зм}$ і $+U_{зм}$ для завдання режиму по постійному струму. 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 $+U_{ж}$ і $-U_{ж}$.

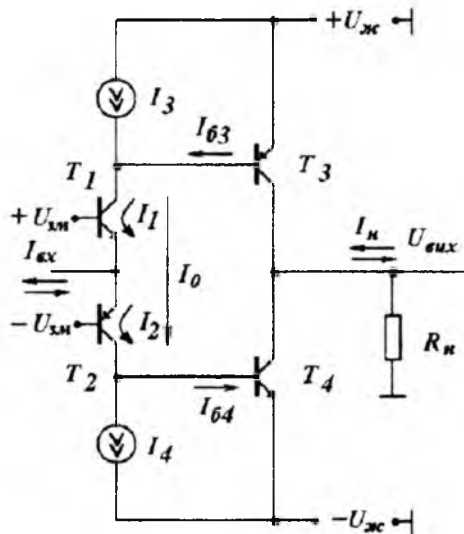


Рис. 1. Спрощена функціональна схема двотактного ППС із симетричною структурою

Різницевий струм, що протікає в навантаження визначається таким чином [7]:

$$\Delta I_n = \beta_{cp} \Delta I_{ex} + \Delta \beta \left(\sqrt{\frac{\Delta I_{ex}^2}{4} + I_{zm}^2} - I_{zm} \right). \quad (1)$$

Нехай вхідний сигнал є синусоїдальний у вигляді:

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} \cdot \sin \omega \cdot t,$$

де $I_{\text{вх}}$ – амплітуда вхідного сигналу.

Тоді підставляючи останню формулу в (1), отримаємо:

$$\Delta I_{\text{н}} = \beta_{\text{ср}} I_{\text{вх}} \sin \omega t + \Delta \beta \left[\sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2}{4} \sin^2 \omega t + I_{\text{зм}}^2} - I_{\text{зм}} \right], \quad (2)$$

де $\Delta I_{\text{н}}$ – струм навантаження, $\Delta I_{\text{вх}}$ – вхідний струм, $I_{\text{зм}}$ – струм зміщення першого каскаду, а $\beta_{\text{ср}}$ – середній коефіцієнт підсилення другого каскаду, який визначається у формі:

$$\beta_{\text{ср}} = \frac{\beta_3 + \beta_4}{2}.$$

$\Delta \beta = \beta_4 - \beta_3$ – абсолютна різниця між значеннями β n - p - n і p - n - p транзисторів.

Розкладаючи вихідний сигнал (2) по гармоніках, маємо:

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} \cdot \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \right],$$

Визначимо з попереднього виразу a_0 :

$$a_0 I_{\text{вх}} = \frac{\omega}{\pi} \Delta \beta \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} \left(\sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2}{4} \sin^2 \omega t + I_{\text{зм}}^2} - I_{\text{зм}} \right) dt,$$

заміняючи $y = \omega t$, перепишемо попередню формулу таким чином:

$$a_0 I_{\text{вх}} = \frac{\Delta \beta}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2}{4} \sin^2 y + I_{\text{зм}}^2} - I_{\text{зм}} \right) dy.$$

Для оцінювання значень a_0 зручно використовувати апарат спеціальних математичних функцій, зокрема, повні еліптичні інтеграли I і II роду [8]:

$$E(m) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi} d\varphi. \quad (3)$$

$$K(m) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi}}. \quad (4)$$

При цьому

$$a_0 I_{\text{вх}} = 2\Delta \beta \left[\frac{1}{\pi} \sqrt{4I_{\text{зм}}^2 + I_{\text{вх}}^2} E \left(\frac{I_{\text{вх}}}{\sqrt{4I_{\text{зм}}^2 + I_{\text{вх}}^2}} \right) - I_{\text{зм}} \right].$$

Якщо вхідний струм $I_{\text{вх}} \leq 2I_{\text{зм}}$:

$$a_0 = \Delta \beta \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{зм}}}$$

При $I_{вх} \geq 2I_{зм}$:

$$a_0 = \Delta\beta \frac{2}{\pi} I_{вх}.$$

Таким чином

$$a_i = 0$$

$$b_i = 0, \text{ при } (i > 1)$$

$$b_1 = \beta_{ср} \cdot I_{вх}.$$

Значення вищих гармонік a_i оцінимо за значенням амплітуди другої гармоніки

$$a_2 I_{вх} = \frac{\Delta\beta}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} \sin^2 y + I_{зм}^2} \cos 2y dy.$$

Амплітуда цієї гармоніки визначається через повні еліптичні інтеграли 1-го та 2-го роду (3) і (4).
Значення постійної складової a_0 через отримані вище вирази:

$$a_0 I_{вх} = \frac{2\Delta\beta}{3\pi} \sqrt{4I_{зм}^2 + I_{вх}^2} \left[8 \frac{I_{зм}^2}{I_{вх}^2} E \left(\frac{I_{вх}}{\sqrt{4I_{зм}^2 + I_{вх}^2}} \right) - \left(8 \frac{I_{зм}^2}{I_{вх}^2} + 1 \right) E \left(\frac{I_{вх}}{\sqrt{4I_{зм}^2 + I_{вх}^2}} \right) \right].$$

При цьому коефіцієнт гармонік можна оцінити за допомогою таких співвідношень:

По-перше, коефіцієнт нульової гармоніки (тобто відношення постійної складової вихідного сигналу, що виникає внаслідок нелінійності, до амплітуди вхідного синусоїдального сигналу)

$$v_0 = \frac{|a_0|}{2b_1} = 2\gamma \left[\frac{\sqrt{4+x^2}}{\pi x} E \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) - \frac{1}{x} \right].$$

де $\gamma = \frac{\Delta\beta}{\beta_{ср}}$ – відносний розкид коефіцієнтів β p-n-p і n-p-n транзисторів підсилювального каскаду.

При $x \leq 1$ – маємо режим малого вхідного сигналу, при цьому:

$$v_0 = \gamma x = \frac{\Delta\beta}{\beta_{ср}} \cdot \frac{I_{вх}}{I_{зм}}.$$

При $x \geq 1$ – маємо режим великого вхідного сигналу. У цьому випадку v_0 визначається так:

$$v_0 = \gamma x = \frac{2}{\pi} \frac{\Delta\beta}{\beta_{ср}}.$$

Розглянуто два режими роботи підсилювача, які характеризуються коефіцієнтом x , де $x = \frac{I_{вх}}{I_{зм}}$ –

відношення амплітуди вхідного струму до струму зміщення першого каскаду.

По-друге, коефіцієнт старших гармонік визначається:

$$v = \frac{|a_2|}{b_1} = \frac{2\gamma}{3\pi} \frac{\sqrt{4+x^2}}{x^3} \left[(8+x^2) E \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) - 8K \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) \right]. \quad (5)$$

При $x \leq 1$

$$v = \frac{\gamma}{16} x, \quad (6)$$

тобто

$$v = \frac{\Delta\beta}{16\beta_{ср}} \cdot \frac{I_{вх}}{I_{зм}} = \frac{\delta\beta}{16} \cdot \frac{I_{вх}}{I_{зм}}. \quad (7)$$

При $x \geq 1$

$$\nu = \frac{2\gamma}{3\pi} \approx 21\% \gamma = 21\% \frac{\Delta\beta}{\beta_{cp}}, \quad (8)$$

а значення ν не залежить від амплітуди вхідного сигналу.

Отримані формули демонструють специфічну особливість двотактного симетричного підсилювача, що розглядається, а саме: якщо вхідний сигнал навіть перевищує допустимі межі – підсилювач працює в лінійній зоні. Про це свідчать кінцеві значення коефіцієнтів гармонік при $x \geq 1$. Очевидно, що це справедливо у випадку, якщо струми не змінюють режим другого каскаду.

$$\sqrt{I_{3M}^2 + \frac{I_{ax}^2}{4} \sin^2 y} \approx I_{3M} + \frac{I_{ax}^2}{8I_{3M}} \sin^2 y = I_{3M} + \frac{I_{ax}^2}{16I_{3M}} (1 - \cos 2y).$$

Оцінимо точність виразу (7) для коефіцієнта гармонік при малих рівнях вхідного сигналу ($I_{ax}/I_{3M} = x \leq 1$). Для цього врахуємо наступний член у розкладі

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{I_{ax}^2}{4} \sin^2 y + I_{3M}^2} &= I_{3M} \left(1 + \frac{I_{ax}^2}{8I_{3M}^2} \sin^2 y - \frac{1}{128} \cdot \frac{I_{ax}^4}{I_{3M}^4} \sin^4 y + \dots \right) = \\ &= I_{3M} \left[1 + \frac{1}{16} \cdot \frac{I_{ax}^2}{I_{3M}^2} - \frac{3}{1024} \cdot \frac{I_{ax}^4}{I_{3M}^4} - \left(\frac{I_{ax}^2}{16I_{3M}^2} - \frac{1}{16^2} \cdot \frac{I_{ax}^4}{I_{3M}^4} \right) \cos 2y - \frac{1}{2^{10}} \cdot \frac{I_{ax}^4}{I_{3M}^4} \cos 4y + \dots \right]. \end{aligned}$$

У цьому більш точному по відношенню I_{ax}/I_{3M} виразі, присутні, крім другої, ще й четверта гармоніка. Прийнято такий вираз для коефіцієнта гармонік [4]:

$$\nu_{cm} = \frac{\sqrt{a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2 + \dots}}{a_1}.$$

У розглянутому наближенні

$$\nu_{cm} = \frac{\sqrt{a_2^2 + a_3^2}}{a_1}. \quad (9)$$

Візьмемо для оцінювання коефіцієнту гармонік аналітично більш простий вираз

$$\nu_{cm} = \frac{|a_2| + |a_3|}{|a_1|}. \quad (10)$$

Легко побачити, що завжди $\nu \geq \nu_{cm}$,

Тобто вираз (10) оцінює коефіцієнт гармонік із запасом по відношенню до виразу (9).

Відповідно до (10) отримаємо (замінивши $I_{ax}/I_{3M} = x$)

$$\begin{aligned} \nu &= \gamma \left[\frac{x}{16} - \frac{x^3}{16^2} + \frac{x^3}{4 \cdot 16^2} \right] = \gamma \left[\frac{x}{16} - \frac{3}{2^{10}} x^3 \right] = \frac{x\gamma}{16} \left[1 - \frac{3}{64} x^2 \right] \\ \gamma &= \frac{\Delta\beta}{\beta_{cp}} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\nu = \frac{\Delta\beta}{16\beta_{cp}} \cdot \frac{I_{ax}}{I_{3M}} \left(1 - \frac{3}{64} \cdot \frac{I_{ax}^2}{I_{3M}^2} \right).$$

Член

$$\frac{3}{64} x^2 = 0,047 \left(\frac{I_{ax}}{I_{3M}} \right)^2,$$

дає відносну похибку виразу (8) для коефіцієнта гармонік.

Знак мінус у дужках в (11) не потрібно розуміти як вказівку на зменшення коефіцієнта гармонік із зростанням амплітуди сигналу. При цьому видно як із загального виразу (5), із зростанням x коефіцієнт гармонік зростає. Водночас, цей член може слугувати для оцінювання похибки. «Неправильний» знак пов'язано з обмеженістю радіуса збіжності ряду по степенях x для v . (9) або (10).

Тому маємо ще один розклад по параметру α , $0 \leq \alpha \leq 1$:

$$\alpha^2 = \frac{x^2}{x^2 + 8}, \quad x = \frac{I_{ax}}{I_{zv}}$$

$$\sqrt{\frac{I_{ax}}{4} \sin^2 y + I_{zv}^2} = \sqrt{I_{zv}^2 + \frac{I_{ax}^2}{8}} \sqrt{1 - \frac{I_{ax}^2}{I_{ax}^2 + 8I_{zv}^2} \cos 2y} = I_{zv}^2 \sqrt{1 + \frac{x^2}{8}} \sqrt{1 - \alpha^2 \cos 2y}.$$

Розкладемо вираз у ряд:

$$\begin{aligned} \sqrt{1 - \alpha^2 \cos 2y} &= 1 - \frac{1}{2} \alpha^2 \cos 2y - \frac{1}{8} \alpha^4 \cos^2 2y - \frac{1}{16} \alpha^6 \cos^3 2y \dots = \\ &= 1 - \frac{1}{16} \alpha^4 - \frac{1}{2} \alpha^2 \cos 2y - \frac{\alpha^4}{16} \cos 4y - \dots \end{aligned}$$

Збережемо при цьому розкладанні члени не вище 4-го порядку по α . Тоді отримаємо:

$$\begin{cases} a_2 = -I_{zv} \sqrt{1 + \frac{x^2}{8}} \cdot \frac{1}{2} x^2 \cdot \Delta\beta; \\ a_3 = 0; \\ a_4 = -\Delta\beta \cdot I_{zv} \sqrt{1 + \frac{x^2}{8}} \cdot \frac{\alpha^4}{16}; \\ a_5 = 0, \end{cases}$$

Відповідно (9), коефіцієнт старших гармонік

$$v = \gamma \frac{\alpha}{4\sqrt{2}} \left(1 + \frac{\alpha^2}{8} \right). \quad (12)$$

У даному випадку знак при γ «правильний», що вказує на стійкий характер розкладу по степенях α . При $x \leq 1$

$$\alpha \approx \frac{x}{2\sqrt{2}},$$

Тому в першому наближенні, як і раніше (6) $v = \gamma \frac{x}{16}$, а відносна похибка така:

$$\frac{\alpha^2}{8} \approx \frac{x^2}{64}.$$

Проте, якщо розкласти вираз (12) по степенях, то отримаємо знову (11). Водночас у силу описаного вище, як кінцевий вираз потрібно прийняти (12). На рис. 2 показано як вхідний струм впливає на значення гармонік a_2 і a_4 . Також з графіка видно, що гармоніка a_2 значно більша за значенням ніж a_4 .

На рис. 1 наведено схему найпростішого підсилювача постійного струму з симетричною структурою. Слід зазначити, що в ньому є проблема складності завдання режиму по постійному струму. Водночас автори пропонують цю проблему вирішити шляхом введення у вказаний підсилювач двонаправленого відбивача струму. На рис. 3 наведено схему вдосконаленого ППС, в якому використано двонаправлений відбивач струму, побудовано на транзисторах T_{14} , T_{15} , T_{18} і T_{19} . Коефіцієнт підсилення по струму для такого підсилювача визначається за формулою:

$$K_i = K_{ax} \cdot K_l, \quad (13)$$

де K_{ax} – коефіцієнт підсилення по струму вхідного каскаду підсилювача, K_l – коефіцієнт підсилення по

струму каскаду підсилення. Вони визначаються за формулами:

$$K_{ax} = 0.5 \text{ та } K_l = K' + K'', \quad (14)$$

де K' – коефіцієнт підсилення по струму верхнього каналу підсилення, що визначається коефіцієнтом β транзистора T_{17} , K'' – коефіцієнт підсилення по струму нижнього каналу підсилення, що визначається коефіцієнтом β транзистора T_{20} .

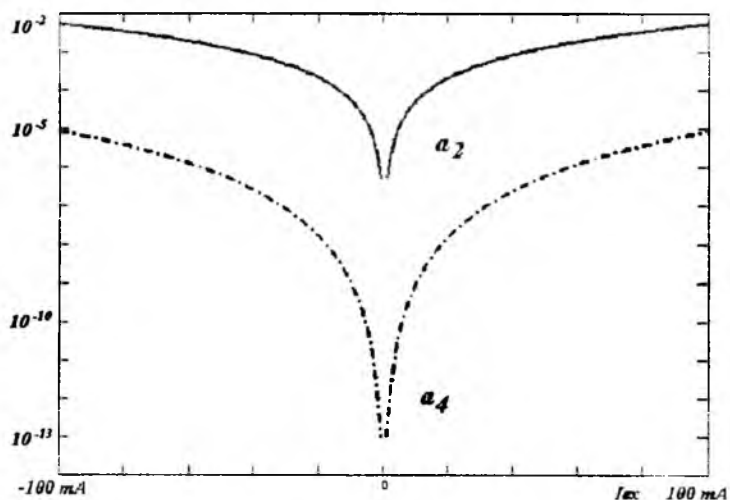


Рис. 2. Графік функціональних залежностей другої та четвертої гармоніки від вхідного струму

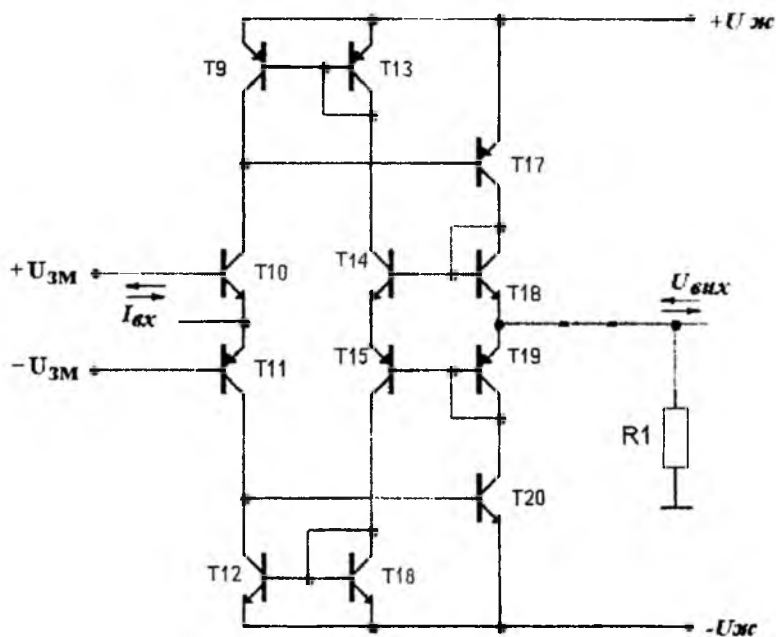


Рис. 3. Схема двокаскадного двотактного симетричного ППС із двонаправленим відбивачем струму

Таким чином, загальний коефіцієнт підсилення по струму найпростішого підсилювача визначається за формулою, що випливає з (13) і (14), а саме:

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

Для збільшення коефіцієнту підсилення у схему додатково вводиться вихідний каскад, побудований на базі двотактного самодоповняльного емітерного повторювача. Схему ППС такого типу представлено на рис. 4. У цьому випадку коефіцієнт підсилення буде визначатися за формулою:

$$K_i = K_{ax} \cdot K_l \cdot K_{вих}$$

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

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

Таким чином загальний коефіцієнт підсилення дорівнює:

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

K_i такого підсилювача виготовленого на транзисторах Серії 700 [9] при значеннях $\beta_{p-n-p}=220$ та $\beta_{n-p-n}=110$ буде рівним 24200.

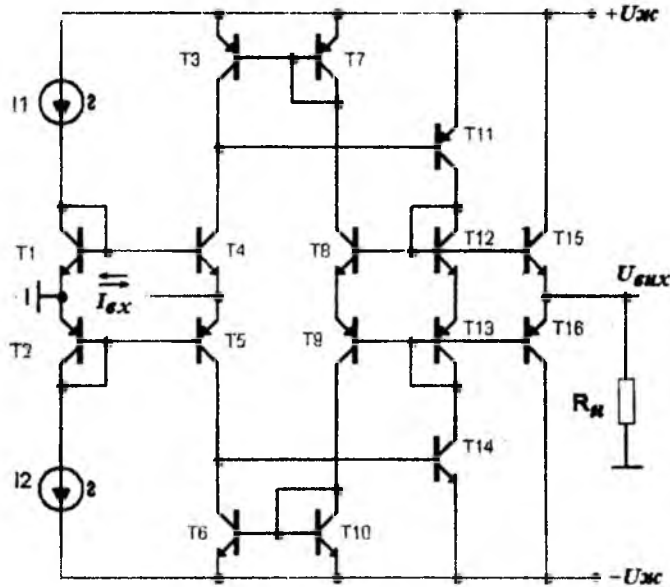


Рис. 4. Схема двотактного симетричного ППС із вихідним двотактним каскадом

У табл. 1 наведено результати моделювання схеми вказаного симетричного ППС із двонаправленим відбивачем струму та з вихідним двотактним каскадом, в прикладній програмі схемотехнічного моделювання Micro CAP. Моделювання проводилося в малосигнальній зоні при вхідному струмові 0,1 нА та 1 нА без зворотного зв'язку. З наведених результатів, видно, що коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача залежить від частоти та амплітуди вхідного сигналу. Зі зростанням значень цих параметрів вхідного сигналу збільшується і КНС підсилювача, що є природнім. Представлені результати отримано при використанні моделей транзисторів Серії 700 [9].

Таблиця 1.

Значення КНС залежно від частоти вхідного сигналу

Частота, F (kHz)	0,1	1	10	20	100	1000
$I_{вх}=0.1 \text{ нА}$						
КНС, %	0,009	0,01	0,018	0,025	0,065	5,3
$I_{вх}=1 \text{ нА}$						
КНС, %	0,09	0,093	0,094	0,096	0,206	6,9

За розглянутим принципом побудови підсилювачів постійного струму з симетричною структурою авторами розроблено ряд схем, що захищені патентами України, зокрема [10, 11].

ВИСНОВКИ

1. Проаналізовано нелінійні спотворення, що виникають у каскадах двотактного підсилювача постійного струму із симетричною структурою, показано, що двотактні симетричні ППС мають нижчий рівень нелінійних спотворень.

3. Виведено аналітичні співвідношення, що дозволяють оцінити рівень коефіцієнта нелінійних спотворень із гармонійними складовими, що вносять основні спотворення у вихідний сигнал підсилювача постійного струму із симетричною структурою.
4. Наведено практичні схеми реальних ППС та проведено аналіз значень їх коефіцієнтів підсилення. При цьому треба відзначити, що двотактні симетричні структури мають низький КНС при достатньо високому коефіцієнті підсилення по струму (10^2 - 10^3) і в ряді випадків можуть використовуватися без зворотного зв'язку.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Walt Kesler ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. 1127 pages.
2. Alan V. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey 2002, 915 p.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электрон-ных устройств. – М.: Издательский дом «Долэка-XXI», 2005. – 528 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. –М. 1982. – 512 сил.
5. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 257 с.
6. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3, 1974.
7. 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.nbuiv.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html
8. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган: Пер. с англ. – М.: Наука, 1979 – С. 830.
9. www.artaydesign.com.
10. Патент України №18466 Підсилювач постійного струму. - О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук 2006.
11. Патент України №18599 Двотактний симетричний підсилювач струму О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук.- 2006.

Надійшла до редакції 26.11.2007р.

АЗАРОВ О.Д. – д.т.н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

ГАРНАГА В.А. – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Вінниця, Україна.