

НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ ВХІДНИХ КАСКАДІВ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Розглянуто нелінійні спотворення вхідних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму. За допомогою математичного апарату спеціальних функцій виведено аналітичні співвідношення, що дозволяють оцінити рівень спотворень для вказаних пристроїв, а також характер їх змінення залежно від частоти вхідного сигналу.

Вступ

Підсилювачі постійного струму (ППС) є невід'ємною частиною аналогових вузлів багатьох електронних систем, зокрема, багаторозрядних АЦП і ЦАП, які у свою чергу входять до складу високоточних систем вимірювання, опрацювання та реєстрування сигналів [1-3]. Причому, деякі характеристики ППС, особливо, їх нелінійні спотворення призводять до появи некоригованих похибок у таких системах і обмежують їх точність.

Для оцінювання цих похибок використовується коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС) [1-4]. Він характеризує рівень спотворення вихідного сигналу по відношенню до вхідного в заданому діапазоні частот, і дозволяє визначити динамічну складову похибки лінійності передатної характеристики підсилювача.

Актуальність

Традиційно підвищення лінійності аналогових вузлів здійснюють шляхом застосування операційного підсилювача, в якому введено глибокий зворотній зв'язок [3, 4]. При цьому слід відзначити, що існуючі однокітні ППС мають свої специфічні недоліки, а саме: вузьку смугу повної неспотвореної потужності та обмежену швидкість наростання вихідного сигналу. Це все призведе до різкого збільшення нелінійності із зростанням частоти вхідного сигналу [5]. Кращі показники у цьому плані мають

двотактні підсилювачі постійного струму (ДППС), певні моделі яких випускаються серійно фірмами *Analog Device*, *ON Semiconductor*, *Intersil*. Проте і вони мають свої недоліки: низьке підсилення на каскад і значну залежність коефіцієнта передачі від опору навантаження [6].

Автори пропонують підхід щодо структурно-функціональної організації вхідних каскадів ДППС із низькими нелінійними спотвореннями. Це дозволило вирішити проблеми авто-матичного завдання потрібного режиму по постійному струму підсилювача та підвищення підсилення на каскад [7, 8]. Водночас тематика цього напрямку характеризується переважно наявністю патентів на винахід і окремими статтями в науково-технічній літературі і, по суті, є несистематизованою. Тому тема статті «Нелінійні спотворення вхідних каскадів двотактних підсилювачів струму» є актуальною.

Мета

Аналіз нелінійних частотних спотворень передатної характеристики вхідного комплементарного каскаду ДППС, побудованих за запропонованим методом структурно-функціональної організації.

Постановка задач

1. Проаналізувати функціонування вхідного комплементарного каскаду ДППС і можливість компенсації зсуву нуля запропонованим методом.

2. Дослідити нелінійні спотворення, що виникають у вхідному комплементарному каскаді ДППС і отримати аналітичні співвідношення, за допомогою яких можна їх оцінити.

3. Оцінити КНС у діапазоні частот вхідного сигналу за допомогою комп'ютерного моделювання вхідного комплементарного каскаду двотактних

ППС і порівняти результати, отримані на основі математичних моделей.

Розв'язання задач

Розглянемо структурно-функціональну організацію ядра схеми вхідного комплементарного каскаду ДППС із компенсацією зсуву нуля [9], яку представлено на рис. 1, а.

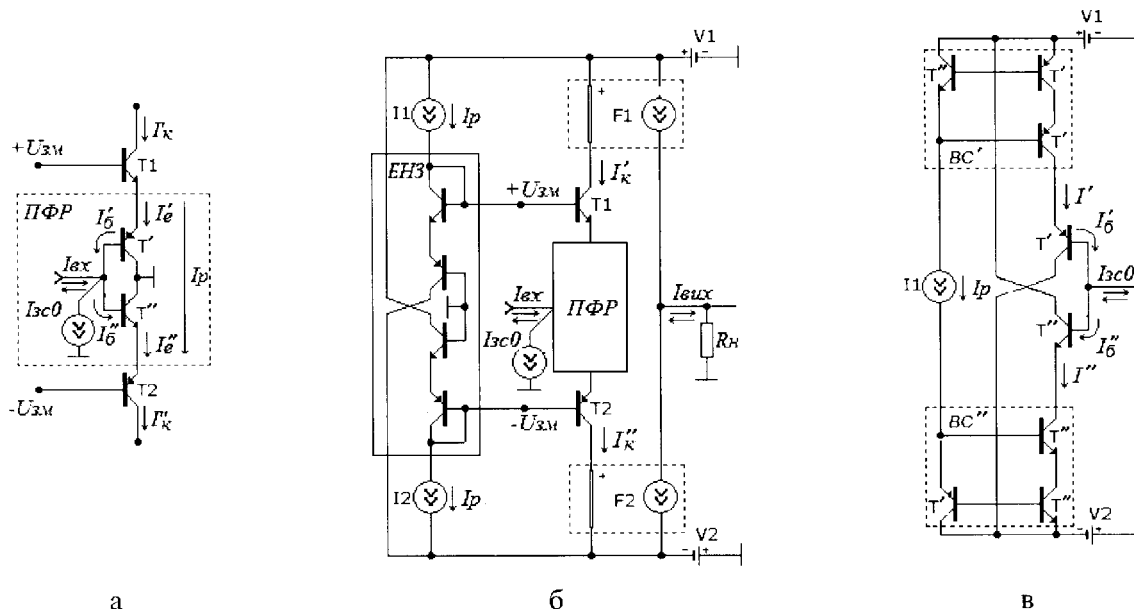


Рис. 1. Вхідний комплементарний каскад ДППС:

- а) ядро схеми ПФР із каскодуванням парафазних виходів;
- б) схемотехнічна організація ДППС із використанням КГС; в) схемотехнічна реалізація джерела струму компенсації зсуву нуля

Його основою є двотактний підсилювач-фазорозщеплювач (ПФР) вхідного струму, в якому для забезпечення режиму по постійному струму, використовується самодоповняльне каскодування емітерів транзисторних каскадів ПФР за допомогою каскадів із загальною базою (ЗБ) (рис. 1, б). Режим ядра ПФР задається шляхом подачі напруг $+U_{зм}$ і $-U_{зм}$ на бази транзисторів T_1 і T_2 . Ці напруги генеруються блоком напруг зміщення (БНЗ). Для оцінювання потенційних характеристик саме вхідного каскаду і його впливу на нелінійність всього підсилювача, доцільно усунути спотворення, що виникають у проміжних трактах підсилення і вихідному каскаді. Для цього у схему, замість останніх, введено керовані генератори струму

(КГС) F_1 і F_2 (рис. 1,б), які виконують функції проміжних підсилювальних і вихідного каскадів[7-9]. Джерела струмів I_1 та I_2 слугують для завдання робочих точок транзисторів вищезгаданого каскаду. Крім завдання робочих точок ядра додатково треба здійснити балансування режимів транзисторів T' і T'' . Для цього використовується окремий генератор I_{zc0} , що забезпечує компенсацію струму зсуву нуля. Схемотехнічну реалізацію джерела струму I_{zc0} показано на рис. 1, в.

Визначимо потрібне значення цього струму. При $I_{вх} = 0$ та відповідно до першого закону Кірхгофа, отримаємо:

$$I_{zc0} - I'_{\delta} + I''_{\delta} = 0,$$

де I'_0, I''_0 – складові розгалуження вхідного струму по базах транзисторів T' і T'' відповідно (рис. 1, а). При цьому:

$$I'_0 = \frac{I'_e}{1+B'}, \quad I''_0 = \frac{I''_e}{1+B''},$$

де B', B'' – статичні коефіцієнти передачі T' і T'' відповідно.

Враховуючи вищезгадані рівності та умову балансу, отримаємо:

$$I_{zc0} = I_p \cdot \frac{B'' - B'}{(1+B') \cdot (1+B'')} \approx I_p \cdot \frac{B'' - B'}{B'B''}.$$

Проаналізуємо співвідношення струмів у схемі джерела струму I_{zc0} (рис. 1, в). У цьому пристрої формування I_{zc0} здійснюється за параметричним принципом. Визначимо значення I', I'' і I_{zc0} , які формуються відбивачами

струму BC', BC'' і транзисторами T', T'' відповідно. При цьому:

$$I' = I_p \cdot B', \quad I'' = I_p \cdot B'',$$

$$I'_0 = \frac{I'}{1+B'}, \quad I''_0 = \frac{I''}{1+B''}, \quad I_{zc0} = I'_0 - I''_0.$$

Враховуючи вищезгадані рівності, отримаємо:

$$I_{zc0} = I_p \cdot \frac{B'' - B'}{(1+B') \cdot (1+B'')} \approx I_p \cdot \frac{B'' - B'}{B'B''}.$$

Таким чином, гіпотетично маємо рівність струмів. При цьому необхідно відзначити, на практиці, якщо не вживати додаткових заходів, ця збіжність буде на рівні 5% [10].

Приріст вихідного струму, що протікає в навантаження, визначається таким чином [11]:

$$\Delta I_H = \frac{\beta' \alpha'' + \beta'' \alpha'}{2} I_{ex} + (\beta' \alpha'' - \beta'' \alpha') \left(\sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + \frac{I_p^2}{\beta' \cdot \beta''}} - \sqrt{\frac{I_p^2}{\beta' \cdot \beta''}} \right), \quad (1)$$

де: β', β'' – малосигнальні коефіцієнти передачі транзисторів T' і T'' відповідно, α', α'' – малосигнальні коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів $T1$ і $T2$ відповідно.

Позначимо:

$$\frac{\beta' \alpha'' + \beta'' \alpha'}{2} = \beta_{сер} - \text{середній}$$

коефіцієнт підсилення по верхньому і нижньому каналах, $\beta' \alpha'' - \beta'' \alpha' = \Delta \beta$ абсолютна різниця між коефіцієнтами

підсилення по верхньому і нижньому

каналах та $\frac{I_p^2}{\beta' \cdot \beta''} = I$.

Оцінимо динамічні спотворення сигналу. Нехай вхідний сигнал є струмом у вигляді:

$$\tilde{I}_{ex} = I_{ex} \cdot \sin \omega t.$$

Підставляючи останні формули в (1), отримаємо:

$$\Delta I_H = \beta_{сер} \cdot \tilde{I}_{ex} \cdot \sin \omega t + \Delta \beta \left(\sqrt{\frac{\tilde{I}_{ex}^2}{4} \cdot \sin^2 \omega t + I^2} - I \right). \quad (2)$$

Розкладаючи вихідний сигнал (2) по гармоніках ряду Фур'є, маємо:

$$\Delta I_H = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos n\omega t + b_k \sin n\omega t),$$

Визначимо з попереднього виразу a_0 :

$$a_0 = \frac{\omega}{\pi} \Delta \beta \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} \left(\sqrt{\frac{\tilde{I}_{ex}^2}{4} \cdot \sin^2 \omega t + I^2} - I \right) dt,$$

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

$$a_0 = \frac{\Delta \beta}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\sqrt{\frac{\tilde{I}_{ex}^2}{4} \cdot \sin^2 y + I^2} - I \right) dy.$$

Перетворення подібних виразів доцільно виконувати з використанням повних еліптичних інтегралів I і II роду [12, 13]:

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

$$a_0 = 2 \cdot \Delta\beta \left[\frac{1}{\pi} \sqrt{4I^2 + \tilde{I}_{вх}^2} E \left(\frac{\tilde{I}_{вх}}{\sqrt{4I^2 + \tilde{I}_{вх}^2}} \right) - I \right]. \quad (5)$$

Для визначення a_0 , шляхом розкладання виразу (5) у ряд Тейлора, необхідно врахувати наявність двох зон вхідного сигналу:

- малосигнальної зони, коли $\tilde{I}_{вх} \leq 2I$, при цьому:

$$a_0 = \Delta\beta \frac{\tilde{I}_{вх}}{I};$$

- зони великого сигналу, коли $\tilde{I}_{вх} > 2I$, при цьому:

$$a_0 = \Delta\beta \frac{2}{\pi} \tilde{I}_{вх}.$$

Коефіцієнт нульової гармоніки (тобто відношення постійної складової вихідного сигналу, що виникає внаслідок нелінійності, до амплітуди вхідного синусоїдального сигналу) можна оцінити за допомогою такого співвідношення [14]:

$$\nu_k = \frac{|a_k|}{b_1}, \quad (6)$$

у свою чергу:

$$b_1 = \beta_{сер} \cdot \tilde{I}_{вх}. \quad (7)$$

Враховуючи вирази (5) і (7) і значення нульової гармоніки та підставивши їх у вираз (6), отримаємо:

$$\nu_0 = \frac{|a_0|}{2b_1} = 2\gamma \left[\frac{\sqrt{4+x^2}}{\pi x} E \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) - \frac{1}{x} \right]$$

де:

$$\gamma = \frac{\Delta\beta}{\beta_{сер}} - \text{відносний розкид коефіцієнтів}$$

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

При цьому:

підсилення по верхньому і нижньому каналах;

$x = \frac{\tilde{I}_{вх}}{I}$ – відношення амплітуди

вхідного струму до струму зміщення вхідного комплементарного каскаду.

При $x \leq 1$ – маємо режим малого вхідного сигналу, при цьому, розкладаючи в ряд Тейлора, отримаємо:

$$\nu_0 = \frac{\gamma x}{8} + O(x^2) = \frac{\Delta\beta}{8 \cdot \beta_{сер}} \cdot \frac{\tilde{I}_{вх}}{I} + O(x^2).$$

При $x \geq 1$ – маємо режим великого вхідного сигналу. У цьому випадку ν_0 визначається так:

$$\nu_0 = \frac{2\gamma}{\pi} + O(x^2) = \frac{2}{\pi} \frac{\Delta\beta}{\beta_{сер}} + O(x^2),$$

де $O(x^2)$ – залишковий член ряду Тейлора у формі Пеано.

У першому наближенні доданком $O(x^2)$ можна знехтувати, оскільки він набагато менший першого члена ряду Тейлора.

Так, як: $a_1 = 0$, причому при $k \geq 1$ всі $a_{2k-1} = 0$;

$$b_k = 0, \text{ при } (k > 1). \quad (8)$$

Враховавши (6) і (8) можна визначити, що $\nu_{2k-1} = 0$.

Значення вищих гармонік a_k оцінимо за значенням амплітуди другої гармоніки:

$$a_2 = \frac{\Delta\beta}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\sqrt{\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{4} \cdot \sin^2 y + I^2} \right) \cos 2y dy.$$

Використовуючи повні еліптичні інтеграли I і II роду (3) і (4), отримаємо значення a_2 у вигляді:

$$a_2 = \frac{2\Delta\beta}{3\pi} \sqrt{4I^2 + \tilde{I}_{\text{вх}}^2} \left[8 \frac{I^2}{\tilde{I}_{\text{вх}}^2} E \left(\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I^2 + \tilde{I}_{\text{вх}}^2}} \right) - \left(8 \frac{I^2}{\tilde{I}_{\text{вх}}^2} + 1 \right) K \left(\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I^2 + \tilde{I}_{\text{вх}}^2}} \right) \right].$$

Враховуючи вирази (6) і (7), маємо:

$$\nu_2 = \frac{|a_2|}{b_1} = \frac{2\gamma}{3\pi} \frac{\sqrt{4+x^2}}{x^3} \left[(8+x^2) E \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) - 8K \left(\frac{x}{\sqrt{4+x^2}} \right) \right].$$

При $x \leq 1$:

$$\nu_2 = \frac{\gamma x}{16} + O(x^3), \quad (9)$$

При $x \geq 1$:

$$\nu_2 = \frac{2\gamma}{3\pi} + O(x^3) = \frac{2}{3\pi} \frac{\Delta\beta}{\beta_{\text{сер}}} + O(x^3).$$

тобто:

$$\nu_2 = \frac{\Delta\beta}{16 \cdot \beta_{\text{сер}}} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{I} + O(x^3). \quad (10)$$

Для оцінювання точності виразу (10) для коефіцієнта гармонік та впливу вхідного сигналу, врахуємо член у розкладі в ряд Тейлора:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{4} \sin^2 y + I^2} &= I \cdot \left(1 + \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{8I^2} \sin^2 y - \frac{1}{128} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^4}{I^4} \sin^4 y + \dots \right) = \\ &= I \cdot \left[1 + \frac{1}{16} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{I^2} - \frac{3}{1024} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^4}{I^4} - \left(\frac{1}{16} \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{I^2} - \frac{1}{16^2} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^4}{I^4} \right) \cos 2y - \frac{1}{2^{10}} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^4}{I^4} \cos 4y + \dots \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Як видно, у виразі присутні, крім другої, ще й четверта гармоніка.

Для визначення КНС прийнято такий вираз [4]:

$$K_{\text{НС}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} A_k^2}},$$

де $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ – коефіцієнт n -ої гармоніки, a_k, b_k – k -і коефіцієнти ряду Фур'є.

Оскільки вхідний сигнал синусоїдальної форми і містить лише одну гармоніку $A_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = b_1$, то

доцільно використовувати вираз для визначення коефіцієнту гармонік [4, 14]:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1}.$$

Враховуючи вираз (8), отримуємо:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{a_2^2 + a_4^2 + a_6^2 + \dots + a_n^2 + \dots}}{b_1}. \quad (12)$$

Беручи до уваги (12), перепишемо вираз для оцінювання коефіцієнту гармонік у аналітично простішій формі:

$$\bar{K}_{\Gamma} = \frac{|a_2| + |a_4|}{|b_1|}. \quad (13)$$

Легко побачити, що завжди $\bar{K}_{\Gamma} \geq K_{\Gamma}$. При цьому вираз (13)

визначає коефіцієнт гармонік із запасом по відношенню до виразу (12).

Відповідно до (13) та із врахуванням

того, що $\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{I} = x$, отримаємо:

$$\bar{K}_\Gamma = \gamma \left[\frac{x}{16} - \frac{x^3}{16^2} + \frac{x^3}{4 \cdot 16^2} \right] = \gamma \left[\frac{x}{16} - \frac{3}{2^{10}} x^3 \right] = \frac{\gamma x}{16} \left[1 - \frac{3}{64} x^2 \right],$$

$$\gamma = \frac{\Delta\beta}{\beta_{\text{сеп}}}, \tag{14}$$

$$\bar{K}_\Gamma = \frac{\Delta\beta}{16 \cdot \beta_{\text{сеп}}} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{I} \left(1 - \frac{3}{64} \cdot \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{I^2} \right).$$

Член

$$\frac{3}{64} x^2 = 0,047 \left(\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{I} \right)^2,$$

дає відносну похибку виразу (10) для коефіцієнта гармонік. Водночас, цей член може слугувати для оцінювання похибки лінійності. Проте поява знаку «мінус»

пов'язана з обмеженістю радіуса збіжності ряду по степенях x для \bar{K}_Γ . Тому, шляхом введення параметру α ($0 \leq \alpha \leq 1$), маємо ще один розклад:

$$\alpha^2 = \frac{x^2}{x^2 + 8};$$

$$\sqrt{\frac{\tilde{I}_{\text{вх}}}{4} \sin^2 y + I^2} = \sqrt{I^2 + \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{8}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\tilde{I}_{\text{вх}}^2}{\tilde{I}_{\text{вх}}^2 + 8I^2} \cos 2y} = I \cdot \sqrt{1 + \frac{x^2}{8}} \sqrt{1 - \alpha^2 \cos 2y}.$$

Розкладемо вираз у ряд Тейлора:

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

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

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

Відповідно (12), коефіцієнт старших гармонік:

$$\bar{K}_\Gamma = \gamma \frac{\alpha}{4\sqrt{2}} \left(1 + \frac{\alpha^2}{8} \right). \tag{15}$$

У даному випадку знак при γ «плюс», що вказує на стійкий характер розкладання по степенях α .

При $x \leq 1$:

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

Тому в першому наближенні, як і раніше (9) $\bar{K}_\Gamma = \frac{\gamma x}{16}$, а відносна похибка дорівнює:

$$\frac{\alpha^2}{8} \approx \frac{3}{64} x^2.$$

Проте, якщо розкласти вираз (15) по степенях, то отримаємо знову (14). Водночас у силу описаного вище, за кінцевий вираз потрібно прийняти (15). На рис. 2 показано, як вхідний струм впливає на значення гармонік a_2 і a_4 .

Аналіз графіка показує, що амплітуда четвертої гармоніки a_4 значно (на 5-6 порядків) менша за значення другої гармоніки a_2 . Це стосується і шостої гармоніки a_6 , яка порівняно з a_4 буде також істотно менша. Тому її і гармоніки вищих порядків можна не враховувати.

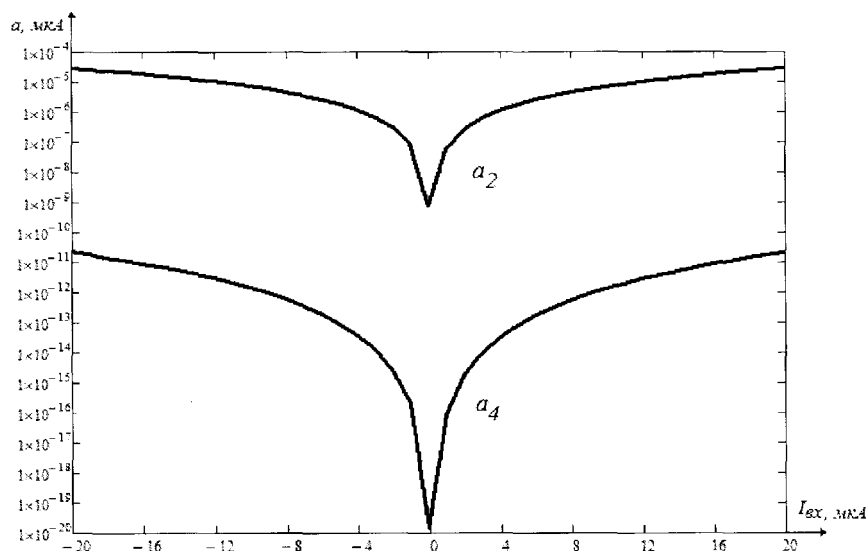


Рис. 2. Графік функціональних залежностей другої та четвертої гармоніки від вхідного струму

Практичну принципову схему ДППС із вхідним комплементарним каскадом зображено на рис. 3. У ній використано проміжні підсилювальні каскади на основі T15, T18, T19, T20 і двонаправлений відбивач струму (ДВС), який побудовано на транзисторах T12, T13, T16, T17.

ДВС забезпечує уведення контуру вибіркового зворотнього зв'язку, за допомогою якого задається режим по

постійному струму проміжних підсилювальних каскадів через компенсатори струму, які побудовано на транзисторах T9, T10 та T11, T12 відповідно. Такий підхід дозволяє точно задавати режим робочої точки проміжних підсилювальних каскадів, незалежно від рівня змінних складових.

Функція, що описує статичну передатну характеристику такого підсилювача, має вигляд [11]:

$$I_H = \frac{\beta_7 \alpha_6 \beta_{19} + \beta_8 \alpha_9 \beta_{20}}{2} I_{вх} + (\beta_7 \alpha_6 \beta_{19} - \beta_8 \alpha_9 \beta_{20}) \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} + \frac{I_p^2}{\beta_7 \cdot \beta_8}}.$$

У табл. 1 наведено результати комп'ютерного моделювання схем ДППС із використанням КГС (рис. 1, б) та симетричного ДППС із вхідним комплементарним каскадом (рис. 3) у програмі *Micro-Cap 9.0.3.0.1*. Моделювання проводилося в малосигнальній зоні

при вхідному струмові 1 нА ($I_p = 1 \text{ нА}$, $K_i = 65.2 \text{ дБ}$). Для того, щоб оцінити похибки, які вносить вхідний каскад у схему підсилювача за умови балансування, у схему пристрою введено зворотний зв'язок.

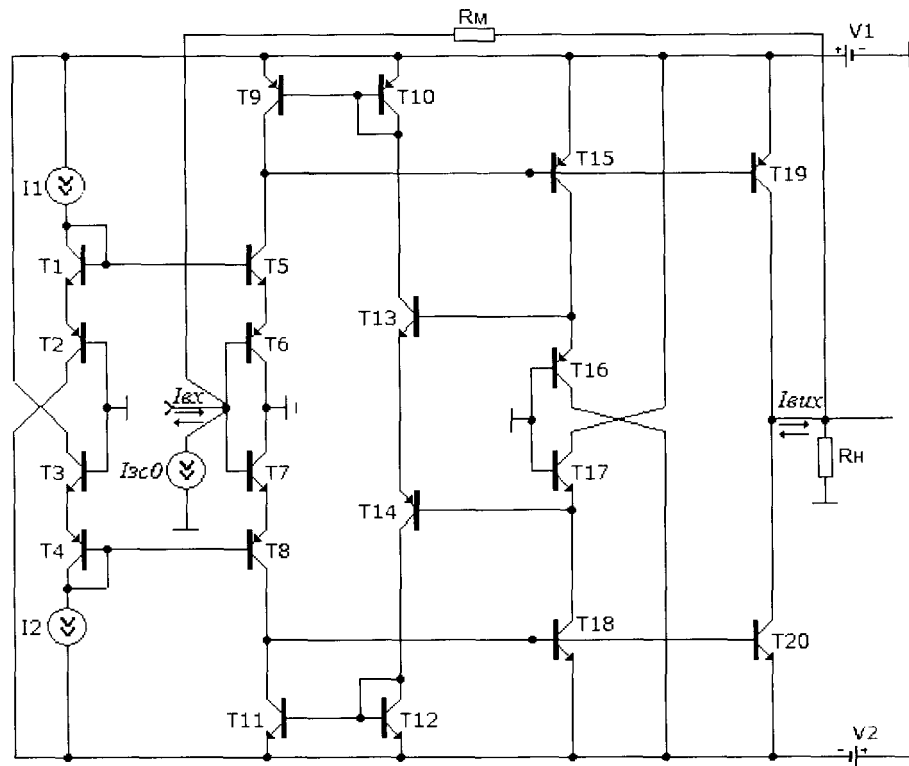


Рис. 3. Принципова схема ДППС із вхідним комплементарним каскадом

Таблиця 1. Значення КНС залежно від частоти вхідного сигналу

Частота f, кГц	0,1	1	10	20	100	1000
ДППС із використанням КГС (рис. 1, б)						
КНС, %	$3,1 \cdot 10^{-4}$	$3,12 \cdot 10^{-4}$	$3,13 \cdot 10^{-4}$	$3,14 \cdot 10^{-4}$	$6,25 \cdot 10^{-4}$	$2,63 \cdot 10^{-3}$
Із зворотнім зв'язком						
КНС, %	$7,76 \cdot 10^{-4}$	$7,82 \cdot 10^{-4}$	$9,83 \cdot 10^{-4}$	$1,14 \cdot 10^{-3}$	$1,57 \cdot 10^{-3}$	$6,7 \cdot 10^{-3}$
Без зворотного зв'язку						
КНС, %	$2,24 \cdot 10^{-3}$	$2,25 \cdot 10^{-3}$	$2,27 \cdot 10^{-3}$	$2,34 \cdot 10^{-3}$	0,012	1,24

З наведених результатів, видно, що коефіцієнт нелінійних спотворень ДППС залежить від частоти та амплітуди вхідного сигналу і є мінімальним у досить широкому діапазоні. Причому зростання значень цих параметрів призведе до збільшення КНС підсилювача. За подібним методом структурно-функціональної організації побудовано ряд високолінійних ДППС [15-17].

Висновки

1. Здійснений аналіз функціонування вхідного комплементарного каскаду показує, що компенсація зсуву нуля, запропонованим параметричним

методом, може забезпечити достатньо низьку похибку на рівні 5%.

2. Виведено аналітичні співвідношення, що дозволяють оцінити рівень КНС вихідного сигналу ДППС із вхідними комплементарними каскадами. Доведено, що їх рівень є достатньо низьким в досить широкому діапазоні частот, а при визначені значень, достатньо враховувати рівні двох перших гармонік.

3. Проведено комп'ютерне моделювання, яке доводить збіжність теоретичних і практичних результатів.

Список літератури

1. Walt Kesler. ANALOG-DIGITAL CONVERSION/Walt Kesler – ADI Central Application Department, March 2004. – 1127 p.
2. Alan B. Grebene. Bipolar and MOS analog integrated circuit design / Alan B. Grebene – New Jersey: Wiley Classic Library, 2002. – 915 p.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств/Волович Г.И. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.
4. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: [справочное руководство]/ У. Титце, К. Шенк; [пер. с нем.] – М.: 1982. – 512 с.
5. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: [монографія] / Азаров О.Д. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 257 с.
6. Walter G. Jong, Op Amp applications handbook / Walter G. Jong – Analog Devices series, 2004. – 895 p.
7. Амелина М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с.
8. Азаров О.Д. Моделі АЧХ і ФЧХ інтегральних біполярних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму / О.Д.Азаров, С.Ш. Кацев, В.А. Гарнага, С.В. Богомолів // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №4(28). – С. 5-15.
9. Азаров О.Д. Схемна організація вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №3(27). – С. 6-13.
10. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем / Гребен А. Б. [пер. с англ.]. – М.: Энергия, 1976. – 256 с.
11. Азаров О.Д. Похибки лінійності передатної характеристики вхідного каскаду двотактних підсилювачів струму / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів, В.Я. Стейскал // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. Вінницький національний технічний університет – 2010. – №3(19). – С. 4-12.
12. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган; [пер. с англ.]. – М.: Наука, 1979. – С. 401-442.
13. Янке Е. Специальные функции / Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф.; [пер. с нем.] – М.: Наука, 1977. – С. 92-117.
14. Сато Ю. Обработка сигналов. Первое знакомство / Сато Ю.; [под ред. Е. Амэмия] – М.: Издательский дом «Додэка», 2002. – 175 с.
15. Пат. на корисну модель 48143, Україна, МПК Н03К 5/22. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Богомолів С. В., Крупельницький Л. В. – № u200909018; Заявлено 31.08.2009; Опубл. 10.03.2010; Бюл. № 5. – 8 с.
16. Пат. на корисну модель 52763, Україна, МПК Н03К 5/22, G05В 1/00. Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Богомолів С. В., Росощук А. В. – № u201002043; Заявлено 25.02.2010; Опубл. 10.09.2010; Бюл. № 17. – 10 с.
17. Пат. на корисну модель 53917, Україна, МПК Н03К 5/22, G05В 1/00. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Богомолів С. В., Крупельницький Л. В. – № u201003899; Заявлено 06.04.2010; Опубл. 25.10.2010; Бюл. № 20. – 8 с.