

Д.Є. Купкін, техн. дир.  
 ПП "Консалтінг Плюс",  
 Є.С. Купкін, к.т.н., доц.

Житомирський інженерно-технологічний інститут

**КОЕФІЦІЕНТ ОСЛАБЛЕННЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛУ  
 ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧЕЙ**

*Розглянуто причини проникнення на вихід диференціальних підсилювачів синфазного сигналу і даний аналіз підвищення КОСС для трьох основних схем ДП, побудованих на основі операційних підсилювачів.*

Сигнал, що несе корисну інформацію, дуже часто виникає як розносний, диференціальний сигнал між напругами в двох точках електричного ланцюга. У ряді випадків, наприклад, при отриманні сигналів від реальних датчиків, крім диференціальної напруги  $U_{ДФ}$  у цих же точках існує однакове по розміру постійне і/чи перемінна синфазна напруга  $U_{СФ}$ . У силу різних причин ці напруги з'являються на виході підсилювачів, що використовуються для підсилення корисного сигналу

$$U_{вих} = K U_{ДФ} + U_{СФ} \Sigma K_{iСФ},$$

де  $K$  – коефіцієнт підсилення диференціального сигналу;

$K_{iСФ}$  – коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений  $i$ - тою причиною його проникнення на вихід підсилювача.

Підсилювачі, призначені для посилення різницевого сигналу на тлі синфазної перешкоди, називаються диференціальними (ДП). Іноді, по сфері їхнього застосування, них називають індустріальними, інструментальними або вимірювальними. Синфазна напруга частіше всього не несе ніякої корисної інформації і є одним з видів перешкод, з якими необхідно боротися.

Специфічним параметром диференціальних підсилювачів є коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС), що показує, у скільки разів різницевий сигнал підсилюється сильніше, ніж синфазний. Він може бути обчислений по одній з формул:

$$КОСС = \frac{K}{K_{сфR} + K_{ex} + K_{сфОП}}, \tag{1}$$

$$КОСС = \frac{K}{\sqrt{K_{сфR}^2 + K_{ex}^2 + K_{сфОП}^2}}, \tag{1'}$$

де  $K_{сфR}$ ,  $K_{ex}$ ,  $K_{сф ОП}$  - коефіцієнти підсилення синфазного сигналу, обумовлені розкидом номіналів резисторів ДП, розходженням вхідних опорів ДП і недосконалістю використовуваних операційних підсилювачів. Звичайно КОСС виражають у децибелах.

У першому виразі коефіцієнт ослаблення синфазної складової визначений відповідно до рекомендацій [4] для самого гіршого випадку (при арифметичному додаванні абсолютних значень погрішностей). В другому - на основі статистично незалежного або надзвичайно слабо корельованого розкиду коефіцієнтів, що входять у знаменник. У наступному аналізі ми будемо виходити з (1).

У порівнянні з [4] у формули введений коефіцієнт  $K_{ex}$ , що характеризує можливість проникнення синфазної напруги на вихід ДП в зв'язку з різницею у значеннях вхідного опору по двох входах ДП. Як буде показано нижче, вплив  $K_{ex}$  на КОСС значний.

Основні типи схем диференціальних підсилювачів розроблені давно [1–4]. Однак останнім часом вимоги до величини КОСС значно зросли. В описах різних пристроїв наводяться цифри, що перевищують 80 – 100 дБ, одержання яких лежить на межі можливостей використовуваної елементної бази. Задачею даної роботи є проведення аналізу можливості одержання заданих значень КОСС для основних типів схем диференціальних підсилювачів, побудованих на інтегральних операційних підсилювачах (ОП).

На практиці найчастіше один з коефіцієнтів підсилення синфазного сигналу більше інших ( $K_{сф макс}$ ), що приводить до близьких результатів при використанні кожної з приведених вище формул:

$$КОСС_{мак} \approx \frac{K}{K_{сфмак}}, \tag{2}$$

У цьому випадку основна увага необхідно приділити зменшенню коефіцієнта підсилення максимальної складової синфазного сигналу, що просочується на вихід, наближаючи його до значень інших. На наш погляд, зручно порівнювати величини коефіцієнтів  $K_{сфR}$  і  $K_{ex}$  із коефіцієнтом  $K_{сфОП}$ , обумовленим параметрами ОП. Обумовлено це тим, що  $K_{сф ОП}$  визначається тільки типом обраної мікросхеми. Два інших коефіцієнти розроблювач ДП може порівняно оперативнo змінювати, використовуючи погоджені пари резисторів, уводячи подстроєчні елементи і т.п..

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений недосконалістю використовуваних операційних підсилювачів (ОП):

$$K_{сфОП} = \frac{K}{КОСС_{ОП}}.$$

При  $K_{сфОП} \gg K_{сфR} + K_{вх}$ ,  $КОСС = КОСС_{ОП}$ , що є максимально досяжною величиною коефіцієнта ослаблення синфазного сигналу диференціального підсилювача при обраному типі ОП. Звичайно  $КОСС_{ОП}$  більшості операційних підсилювачів [2, 4, 5] лежить у діапазоні 60 - 80 дБ. Деякі типи ОП мають значення 100 – 120 дБ.

Якщо інші коефіцієнти підсилення синфазного сигналу (чи один з них) більш  $K_{сфОП}$ , то ріст коефіцієнта ослаблення синфазного сигналу можливий тільки в результаті їхнього зменшення. Їхня рівність значенню  $K_{сфОП}$  треба вважати граничною величиною, тому що їхнє наступне зменшення не підвищ  $КОСС$  більш ніж на 5 – 10 дБ при обчисленнях по формулі (1), чи на 3 – 6 дБ при обчисленнях по (1').

Основою сучасних схем диференціальних підсилювачів є так називаний найпростіший ДП на одному ОП (рис. 1).

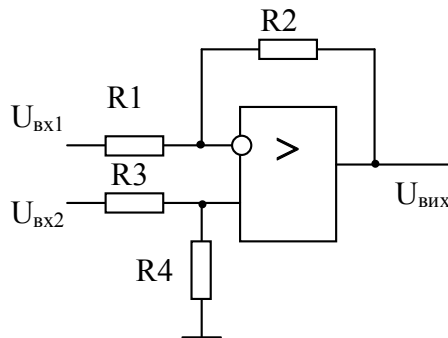


Рис. 1.

При виконанні умови

$$R2 / R1 = R4 / R3, \tag{3}$$

і ідеальним ОП вихідна напруга пропорційна різниці вхідних сигналів:

$$U_{вих} = (U_{вх2} - U_{вх1}) R2 / R1. \tag{4}$$

Відповідно з чим, синфазна складова вхідних сигналів не з'явиться на виході і  $КОСС$  дорівнює нескінченності, а коефіцієнт підсилення диференціального сигналу ДП:

$$K = \frac{R2}{R1}. \tag{5}$$

Розкид значень опору резисторів, обраних відповідно до (3), приводить до проникнення синфазного сигналу на вихід з коефіцієнтом

$$K_{сфR} = \frac{R4/R3 - R2/R1}{R4/R3 + 1},$$

Знову ж, виходячи з самого несприятливого розкиду номіналів резисторів, маємо

$$K_{сфR} = \frac{K \left( \frac{1 - \delta_4}{1 + \delta_3} - \frac{1 + \delta_2}{1 - \delta_1} \right)}{K \frac{1 - \delta_4}{1 + \delta_3} + 1}. \tag{6}$$

де  $\delta_i$  – відносне відхилення номіналу опору  $i$ -го резистора.

Негативне значення коефіцієнта  $K_{сфR}$ , одержуване по (6), просто вказує на те, що вихідний синфазний сигнал буде в протилежній фазі з вхідним. В зв'язку з тим, що полярність перешкоди не відома і не відома полярність перешкоди, обумовленої недосконалістю ОП та розбігом вхідних опорів, то в наступних обчисленнях, як було зазначено раніше, буде використовуватися абсолютна його величина.

На практиці звичайно використовують резистори одного класу точності, тобто

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = \delta_4 = \delta,$$

де  $\delta$  - відносний розкид номіналів опору резисторів ДП.

У цьому випадку

$$K_{c\phi R} = \frac{4\delta}{(1-\delta)} \left[ \frac{K}{K(1-\delta) + 1 + \delta} \right]. \tag{7}$$

При  $K_{c\phi} \gg K_{c\phi ОП} + K_{ex}$

$$КОСС = КОСС_{c\phi R} = \frac{(1-\delta)}{4\delta} [K(1-\delta) + 1 + \delta] \approx \frac{K+1}{4\delta}. \tag{7'}$$

Як видно з (7), доти, поки розкид резисторів визначає КОСС диференціального підсилювача, коефіцієнт ослаблення зростає пропорційно росту коефіцієнта підсилення ДП і збільшенню точності резисторів. У наступному цей ріст сповільнюється в зв'язку зі збільшенням впливу параметрів, що визначають інші причини просочування синфазної напруги на вихід ОП. Коли  $K_{c\phi R} \approx K_{c\phi ОП} + K_{ex}$  швидкість зміни КОСС від  $K$  і  $\delta$  зменшується в два рази. Як було зазначено раніш, подальше підвищення коефіцієнт ослаблення ДП за рахунок зміни коефіцієнта підсилення ДП і збільшення точності резисторів неефективно, тому що будь-які їхні зміни не збільшать КОСС більш ніж на шість децибелів. Оптимальна точність використовуваних резисторів (при незначних  $K_{ex}$ ):

$$\delta = \frac{(K+1)}{4 КОСС_{ОУ}}. \tag{8}$$

У табл. 1 наведені значення  $\delta$ , що розраховані по цій формулі при використанні операційного підсилювача з  $КОСС_{ОП} = 80$  дБ. Допуск на розкид резисторів наведений як у відносних одиницях, так і в децибелах. Останнє дозволяє (при  $K \geq 10$ ) провести швидке визначення відносних значень  $\delta$  при інших розмірах  $КОСС_{ОП}$ . Наприклад,  $K = 20$  і узятий операційний підсилювач з  $КОСС_{ОП} = 70$  дБ, що на 10 дБ менше, ніж використаний при складанні таблиці. Тому  $\delta = -65,5 + 10 = -55,5$  дБ, що відповідає  $\delta = 0,0017$ , чи 0,17%. При  $K < 10$  розрахунок, для збільшення точності, краще провадити по формулі (8).

Таблиця 1.

| $K$                | 1                 | 5                   | 10                  | 20                  | 50                  | 100    | 200   | 500    | 1000  |
|--------------------|-------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------|-------|--------|-------|
| $\delta$ від. одн. | $5 \cdot 10^{-5}$ | $1,5 \cdot 10^{-4}$ | $2,7 \cdot 10^{-4}$ | $5,3 \cdot 10^{-4}$ | $1,3 \cdot 10^{-3}$ | 0,0025 | 0,005 | 0,0013 | 0,025 |
| $\delta$ дБ        | -80,6             | -76,5               | -71,2               | -65,5               | -57,7               | -52    | -46   | -38,1  | -32   |

У проведеному аналізі передбачалося, що різницєва складова вхідних сигналів ( $U_{ax2} - U_{ax1}$ ) визначається тільки корисним сигналом. Однак відомо [3], що розходження вхідних опорів може привести до перетворення синфазної напруги, вироблюваного джерелом, у розносне на вході підсилювача. Для цього розглянемо рис. 2, на якому зображений диференціальний підсилювач, на входи якого через опори ліній зв'язку попадає напруга від джерела  $U_{C\phi}$ .

Для схеми найпростішого диференціального підсилювача (рис. 1)

$$R_{ex1} = R1 - \text{по входу, що інвертує,}$$

$$R_{ex2} = R3 + R4 - \text{по входу, що не інвертує.}$$

Якщо взяти (що найбільше часто робиться, тому що в цьому випадку найбільше просто підібрати погоджені пари резисторів)

$$R1 = R3, \quad R2 = R4, \tag{9}$$

тоді одержуємо для вхідних опорів ДП:

$$R_{ex1} = R1, \quad R_{ex2} = R1(K+1). \tag{10}$$

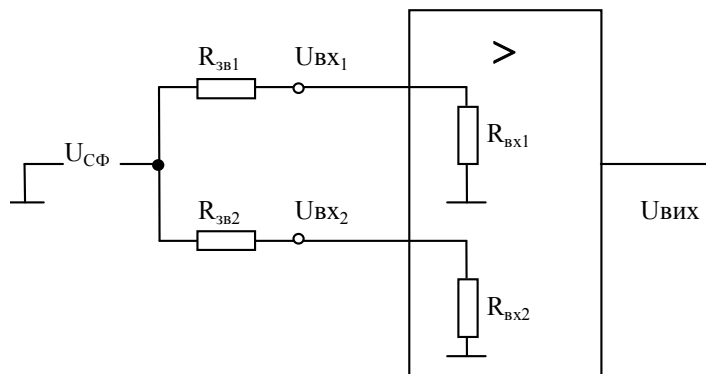


Рис. 2.

У цьому випадку, синфазна напруга, потрапляючи на входи підсилювача (рис. 2) крізь ланцюги зв'язку  $R_{зє1}$  та  $R_{зє2}$ , трансформується в різницеве [3]

$$U_{ex1} = U_{CФ} \frac{R_{ex1}}{(R_{ex1} + R_{зє1})}; \quad U_{ex2} = U_{CФ} \frac{R_{ex2}}{(R_{ex2} + R_{зє2})},$$

яке з коефіцієнтом підсилення ДП передається на його вихід:

$$U_{вихCФ} = K U_{CФ} \frac{R_{ex2} R_{зє1} - R_{ex1} R_{зє2}}{(R_{ex1} + R_{зє1}) (R_{ex2} + R_{зє2})}.$$

Відповідно до використаного раніше позначеннями одержуємо

$$K_{ex} = K \frac{R_{ex2} R_{зє1} - R_{ex1} R_{зє2}}{(R_{ex1} + R_{зє1}) (R_{ex2} + R_{зє2})}. \tag{11}$$

Часто беруть опори в ланцюгах зв'язку однаковими:

$$R_{зє1} = R_{зє2} = R_{зє}.$$

Тоді при  $K_{ex} \gg K_{сфR} + K_{сфOP}$  для розглянутого ДП з врахуванням (10) маємо:

$$KOOC_{ex} = \frac{\left(\frac{R_1}{R_{зз}} + 1\right) \left[\frac{R_1}{R_{зз}} (K + 1) + 1\right]}{K \frac{R_1}{R_{зз}}}. \tag{12}$$

Для одержання значних коефіцієнтів ослаблення треба, щоб  $R1 \gg R_{зє}$ . Тоді (12) спрощується:

$$KOOC_{ex} \approx \frac{R_1}{R_{зз}} \frac{(K + 1)}{K}. \tag{12'}$$

При великих коефіцієнтах підсилення диференціального підсилювача:

$$KOOC_{ex} \approx \frac{R_1}{R_{зз}}. \tag{12''}$$

З цих виразів видно, що мається незначна залежність  $KOOC_{ex}$  від коефіцієнта підсилення синфазного сигналу, що виявляється тільки при невеликих  $K$ .

При розгляді схем не завжди доцільно робити перерахування реальних опорів в еквівалентні опори зв'язку, а простіше виконати розрахунок виходячи з аналізу самої схеми. Наприклад, при знятті сигналу з чотирьохплечного мосту (рис. 3) джерело напруги живлення мосту  $E_{П}$  одночасно є джерелом синфазної напруги підсилювача. Для рівноплечого мосту напруга на входах диференціального підсилювача

$$U_{ex1} = E_{П} R_{ex1} / (R + 2 R_{ex1}); \quad U_{ex2} = E_{П} R_{ex2} / (R + 2 R_{ex2}).$$

Виконавши перетворення і спрощення, подібні попереднім ( $R1 \gg R_{м}$  і більші коефіцієнти підсилення диференціального сигналу), отримуємо

$$KOOC_{ex} \approx 4 \frac{R_1}{R_{M}},$$

що за формою близько до (12''). Очевидно,  $R_{зє} = R_{м} / 4$ , тобто дорівнює вихідному опору моста по вимірвальній діагоналі.

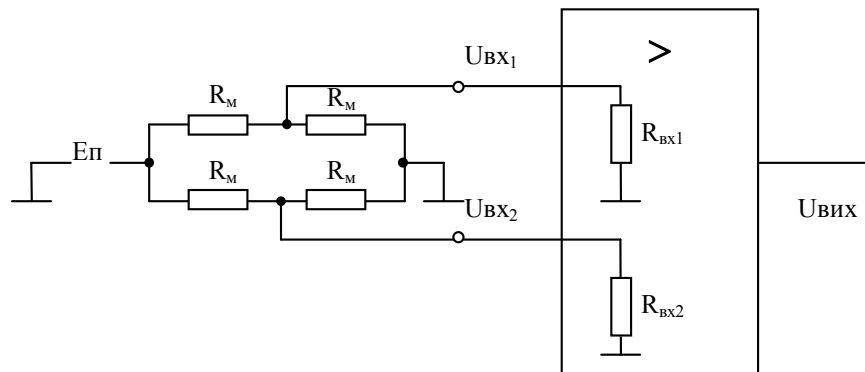


Рис. 3.

З (12'') впливає, що для одержання прийнятних  $KOOC$ , опір зв'язку повинен складати незначну частину вхідного. Найчастіше це складно виконати. Наприклад, у розглянутій мостовій схемі вибір опорів пліч мосту обумовлений, насамперед, об'єктом виміру. Зменшити виникаючу погрішність можна в результаті зміни номіналів опорів резисторів чи диференціального підсилювача, чи ланцюгів зв'язку.

Якщо вибрати

$$R3 = R1 / (K + 1) \text{ i } R4 = R2 / (K + 1), \tag{13}$$

то умова (3) виконується при рівності вхідних опорів по двох входах ДП:

$$R_{ex1} = R_{ex2} = R1 .$$

З іншого боку, якщо використовувати погоджені пари резисторів ДП – вираз (9), – те усунути цю складову погрішності можна, якщо

$$R_{3\delta 2} = (K + 1) R_{3\delta 1} .$$

Тому що в точності виконати наведені рівності неможливо (у зв'язку з неможливістю застосувати резистори з номіналами, що збігаються з результатами обчислень, і в зв'язку з розкидом опорів), те

$$КООС_{ex} = \frac{R_1 / R_{33}}{\frac{(1 + \delta_2)(1 - \delta_1)}{\delta_1 + \delta_2}} \approx \frac{R_1 / R_{33}}{\delta_1 + \delta_2}, \tag{14}$$

де  $\delta_1, \delta_2$  – відносне відхилення номіналів опору обраних резисторів (R3, R4 чи R<sub>зв1</sub>, R<sub>зв2</sub>) щодо розрахункових з урахуванням точності їхнього виготовлення.

При виборі номіналів резисторів ДП певні складності виникають у зв'язку з тим, що вони також визначають інші параметри і показники підсилювача. Це насамперед:

- вихідна напруга зсуву;
- значення вхідної синфазної напруги;
- верхня частота сигналу.

Наведемо відповідні вирази, аналіз яких дозволяє одержати оптимальний компроміс у кожному конкретному випадку.

Абсолютна величина вихідної напруги зсуву (зміщення) при виконанні (9):

$$U_{змвих} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{змex} + \Delta I_{зм} R_2 ,$$

де  $U_{змex}, \Delta I_{зм}$  - довідкові параметри ОП.

На входи ОП потрапляє синфазна напруга

$$U_{exсф} = U_{сф} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_{сф} \frac{K}{K + 1} .$$

Воно повинне бути менше припустимих значень для обраного типу ОП. При значних розмірах синфазної напруги обмеження накладаються на розмір коефіцієнта підсилення. (Альтернативний шлях - ускладнення схеми ДП [4]).

Верхня частота посилюваного сигналу по спаду на 3 дБ

$$F_{вер} = \min \left\{ \frac{F_1}{K + 1}; \frac{1}{2\pi R_2 C} \right\}, \tag{15}$$

Перше з виразів, що стоять у фігурних дужках, визначається частотою одиничного посилення використовуваного ОП. Друге – ємністю  $C$  в ланцюга від'ємного зворотного зв'язку. Навіть якщо в неї не введений конденсатор, те необхідно враховувати монтажну ємність між виводами входу, що інвертує, і виходом ОП. Вона звичайно складає декількох пикофарад і залежить від якості монтажу і при чималих номіналах  $R2$  може значно знизити верхню частоту сигналу, оброблюваного без частотних перекручувань.

Більш досконалі схеми диференціальних підсилювачів будують на основі двох ОП при подачі вхідної напруги на їхні прями, що не інвертують, входи [2, 3, 4] (рис. 4).

Вихідний сигнал ОП1 подається на вхід, що інвертує, ОП2, вихідна напруга якого пропорційно різниці  $U_{ex2}$  та  $U_{вих ОП1}$ . Мінімізація  $K_{сф}$  відбудеться при

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} = K_1 . \tag{16}$$

Найбільше часто використовуються погоджені пари:

$$R1 = R4, \quad R2 = R3 .$$

При виконанні (16)

$$K_{сфR} = \frac{4\delta}{(1 - \delta)^2} ; \quad КООС_{сфR} = \frac{K(1 - \delta)^2}{4\delta} ,$$

що досить близько до (7).

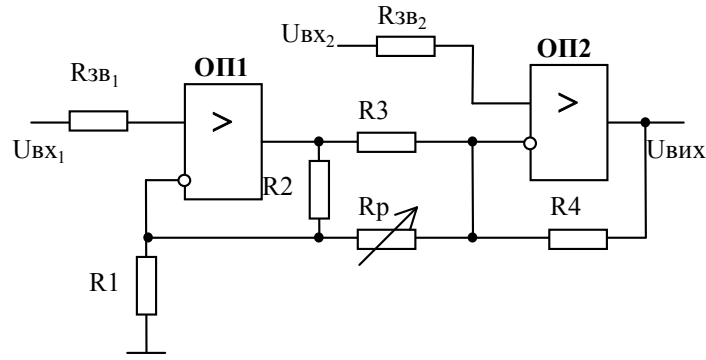


Рис. 4.

Вхідні опори ДП розрізняються [2, 3]:

$$R_{вх1} = R_{вхОП1} (1 + K_{ОП1} / K_1),$$

$$R_{вх2} = R_{вхОП2} (1 + K_{ОП2} / K_1),$$

де  $R_{вхОП}$ ,  $K_{ОП}$  – вхідний опір і коефіцієнт підсилення використовуваних ОП.

Проникнення синфазної напруги на вихід у зв'язку з розходженням  $R_{вх}$  розглянуте раніше (див. вирази (11), (12)). Однак на практиці, у зв'язку з більшими значеннями  $R_{вхОП}$  і  $K_{ОП}$ , проблеми можуть виникнути тільки при невеликому виборі типів операційних підсилювачів.

Складова, обумовлена недосконалістю ОП, визначається параметрами другого підсилювача, тобто у вираженні для  $K_{сфОП}$  повинно стояти  $K_{ОССОП2}$ .

Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу:

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 + R_3}{R_p} = 1 + K_1 + \frac{R_1 + R_3}{R_p}.$$

Введення в схему  $R_p$  дозволяє змінювати коефіцієнт підсилення не порушуючи умови балансу (16).

Вихідна напруга зсуву має дві складові:

$$U_{вих зм1} = U_{вх змОП1} K + I_{вхОП1} R_2,$$

$$U_{вих зм2} = U_{вх змОП2} K + I_{вхОП2} R_4.$$

Вони можуть додаватись або арифметично (найгірший випадок), або квадратично (подібно знаменнику виразу (10)).

Верхня частота корисного сигналу визначається виразом (15), а максимальний вхідний сигнал не повинний перевищувати припустимі значення для синфазного сигналу використовуваних ОП.

Широке поширення одержав диференціальний підсилювач на трьох ОП (рис. 4).

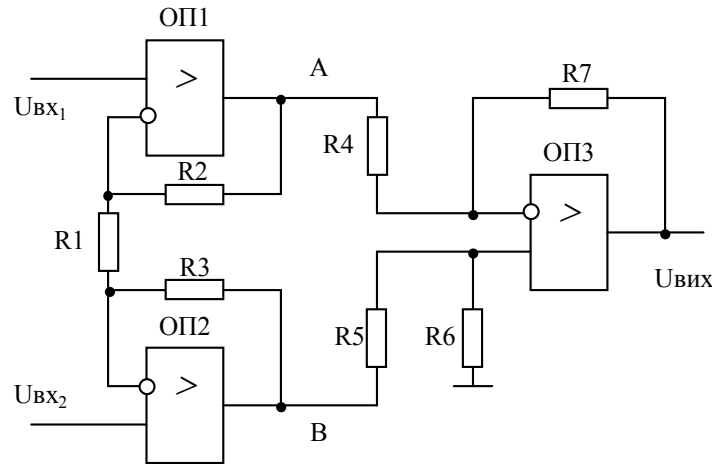


Рис. 4.

Власне кажучи, він являє собою двокаскадний підсилювач. Перший каскад утворений підсилювачами на ОП1 та ОП2. Напруга на їхніх входах, що інвертують, повторює вхідну, тому до резистора R1 прикладена напруга ( $U_{вх1} - U_{вх2}$ ). Отже, струм від синфазної складової вхідного сигналу не потече через цей резистор і через резистори R2 і R3. Відповідно, вхідний синфазний сигнал з'явиться на входах другого каскаду (крапки А і В) без зміни.

Диференціальна складова вхідного сигналу обумовить струм

$$i = \frac{U_{ex2} - U_{ex1}}{R_3} .$$

У результаті проходження цього струму через резистори з'явиться різниця напруги між точками А и В:

$$U_A - U_B = U_{R3} + U_{R1} + U_{R2} = i (R3 + R1 + R2).$$

Тому перший каскад буде мати коефіцієнт підсилення диференціального сигналу рівний

$$K_1 = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} .$$

Другий каскад на ОПЗ являє собою найпростіший диференціальний підсилювач, розглянутий раніше. Умовою одержання більших КОСС є:

$$R7 / R4 = R6 / R5 = ДО_2.$$

Звичайно беруть

$$R7 = R6, \quad R4 / R5. \tag{17}$$

Відповідно,  $K_{сф}$  буде визначатися тільки точністю цих резисторів і може бути підрахований на основі виразів, приведених для найпростішого ДП.

Тому що напруга на його вхід попадає з виходу попередніх підсилювачів, те

$$Rзв_1 = R_{вихОП1} / (КОП1 / ДО_2 + 1),$$

$$Rзв_2 = R_{вихОП2} / (КОП2 / ДО_2 + 1).$$

Ці величини звичайно незначні, тому не виникає труднощів із забезпеченням незначної величини  $K_{св}$ , навіть при більших розходженнях у значеннях вхідних опорів, що виникають при виконанні (17).

Якщо взяти

$$R2 = R3, \tag{18}$$

те вхідний опір усього підсилювача буде не тільки значним, але і рівним по обох входах, що забезпечить практичну відсутність проникнення на вихід синфазного сигналу, зв'язаного з  $K_{св}$ .

Складова КОСС, обумовлена недосконалістю використовуваних ОП, визначається параметрами тільки третього підсилювача, тобто у виразі для  $K_{сфОП}$  повинно стояти КОСС<sub>ОПЗ</sub>.

Загальний коефіцієнт підсилення диференціального сигналу

$$K = \left( 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) R_7 / R_4 .$$

Він у  $K_1$  більш чим коефіцієнт підсилення диференціального сигналу останнього каскаду, параметрами якого в основному визначається проникнення синфазного сигналу на вихід, тому значення КОСС, за інших рівних умов, буде в стільки ж раз більш, ніж у найпростішого ДП.

Вихідна напруга зсуву, обумовлена напругою зсуву використовуваних ОП:

$$U_{вих зм} = (U_{вих змОП1} + U_{вих змОП2}) K + U_{вих змОП3} (K_3 + 1).$$

Вихідна напруга зсуву, обумовлена вхідними струмами зсуву використовуваних ОП, при виконанні рівностей (17) і(18):

$$U_{вих зм i} = (R2 I_{вихОП1} + R3 I_{вихОП2}) K_2 + \Delta I_{вих ОПЗ} R..$$

Також як для попереднього підсилювача, ці складові можна підсумовувати або арифметично (найгірший випадок), або квадратично (подібно знаменнику виразу (1')).

Верхня частота пропущення корисного сигналу повинна визначатися по виразі (15) для кожного підсилювача окремо, використовуючи індивідуальні значення  $F_1$  і опорів у ланцюгах негативних зворотних зв'язків кожного ОП. Частота пропущення всього підсилювача буде меншою з отриманих значень. При рівних значеннях  $F_1$  першого і другого каскадів

$$F_1 \approx 0,7 F_{каск}.$$

З цього випливає, що на цьому диференціальному підсилювачі, у порівнянні з попереднім, можна одержати значний вигравш по частоті і коефіцієнту підсилення. Наприклад: необхідно максимально підсилити сигнал, що характеризується верхньою частотою  $F_B$ . Для використання обраний операційний підсилювач, що має верхню частоту  $F_1$ . Тоді для схеми рис. 3 коефіцієнт підсилення

$$K \leq F_1 / F_B.$$

Для схеми мал. 4 візьмемо однакові коефіцієнти підсилення першого і другого каскаду, що приведе до однакової верхньої частоти зрізу, що повинна бути

$$F_{B каск} \approx 1,4 F_B$$

У цьому випадку, коефіцієнти підсилення кожного каскаду

$$K_K \leq F_1 / F_{B каск} = K / 1,4.$$

Загальний коефіцієнт підсилення підсилювача за схемою рис. 4 буде

$$K_{\Sigma} = K^2 / 2.$$

Тому що звичайно  $K > 1,4$ , то  $K_{\Sigma} > K$ .

На основі проведеного аналізу можна зробити наступні висновки.

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу диференціальних підсилювачів визначається трьома складовими:

- розкидом номіналів резисторів ДП, що також визначають коефіцієнт підсилення диференціального сигналу;
- розходженням опорів у вхідних ланцюгах ДП;
- недосконалістю використовуваних операційних підсилювачів.

Величина першої складової залежить не тільки від розкиду опорів резисторів, але також і від коефіцієнта підсилення диференціального сигналу. Інші складові від коефіцієнта підсилення диференціального сигналу не залежать.

Вплив розходження опорів у вхідних ланцюгах ДП можуть бути значним тільки для найпростішого диференціального підсилювача, менш істотний для ДП на двох ОП і практично не має місце в ДП на трьох ОП.

Значення КОСС обраного ОП є найбільшою величиною для ДП. При рівності КОСС трьох складових коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу диференціального підсилювача буде на 6-10 дБ менше граничного значення. Томові підвищення точності резисторів, що зменшує вплив складових, не ефективно.

На жаль, параметри, що визначають величину КОСС, також визначають значення інших параметрів ДП. Формули, приведені в роботі, дозволять знайти оптимальне рішення в кожному конкретному випадку.



**ЛІТЕРАТУРА:**

1. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Сов. радио, 1979. – 368 с.
2. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техніка, 1983. – 218 с.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1980. – 248 с.
4. Пейтон А. Дж., Воли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: БИНОМ, 1994. – 652 с.
5. Нефедов А.В., Савченко А.М., Феоктистов Ю.Ф. зарубежные интегральные микросхемы: Справочник. М.: КУБК-а, 1996. – 288 с.

КУПКІН Дмитро Євгенович – технічний директор ПП “Консалтінг Плюс”.

Наукові інтереси:

– комп’ютерні системи та програмування.

КУПКІН Євген Савелійович – кандидат технічних наук, доцент кафедри АУТС Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

- апаратні та програмні прилади обробки сигналів;
- медична електроніка.

Подано 14.09.2000

**Купкін Д.Є., Купкін Є.С.** Коєфіцієнт ослаблення синфазного сигналу диференціальних підсилювачей

**Купкин Д. Е., Купкин Е. С.** Коєфіциєнт ослаблення синфазного сигнала дифференциальных усилителей

**Kupkin D. E., Kupkin E. S.** Coefficient common-mode rejection of differential amplifiers

УДК 621.375.087.9.083.6

**Коєфіциєнт ослаблення синфазного сигнала дифференциальных усилителей / Д.Е. Купкин, Е. С. Купкин**

Рассмотрены причины проникновения на выход дифференциальных усилителей синфазного сигнала и дан анализ повышения КОСС для трех основных схем ДУ, построенных на основе операционных усилителей.

УДК 621.375.087.9.083.6

**Coefficient common-mode rejection of differential amplifiers / D. E. Kupkin, E. S. Kupkin**

In this article the causes of penetration of in-phase signal to the output of differential amplifiers are considered and the analysis increasing of coefficient common-mode rejection for the three basic circuits of differential amplifiers constructed on the basis of operational amplifiers is given.