

МЕТОД ЗМЕНШЕННЯ СПОТВОРЕНЬ У ПІДСИЛЮВАЧАХ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ ШЛЯХОМ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ НА ВХОДІ

© Чередник П. Ф., 2020

Розглянуто метод зменшення спотворень у схемах підсилювачів низької частоти компенсацією спотворень на вході модуля підсилення за допомогою компенсуючого струму.

Ключові слова: підсилювачі низької частоти; зменшення спотворень; компенсація.

P. F. Cherednyk

State University of Telecommunications

THE METHOD OF REDUCING DISTORTIONS OF LOW FREQUENCY AMPLIFIERS BY COMPENSATING OF DISTORTIONS AT THE INPUT

© Cherednyk P. F., 2020

The method of distortions reducing in the schemes of low frequency amplifiers, by compensating distortions at the input of the gain module by means of compensating current, is considered.

Key words: low frequency amplifiers; distortions reducing; compensation.

Вступ

Схема підсилювача низької частоти традиційно містить власне підсилювач напруги (модуль підсилення) і певний набір елементів зворотного зв'язку. Модуль підсилення являє собою активний нелінійний чотириполосник, у загальному випадку із двома входами – інвертуючим і неінвертуючим. Вхідний сигнал (вхідна напруга) чотириполосника – диференційна напруга (dU) між неінвертуючим і інвертуючим входами. Залежність між вхідним і вихідним сигналами (вихідний як функція вхідного) являє собою нелінійну *передавальну характеристику* (ПХ), що відображає певну *внутрішню властивість* модуля підсилення, яка залежить від величини і характеру навантаження і робочої температури, але *не залежить від зовнішніх щодо нього елементів схеми*, в яку входить цей модуль, зокрема, від елементів зворотного зв'язку. На нульовій частоті передавальна характеристика – це коефіцієнт передавання напруги, який залежить від вхідної диференційної (або ж вихідної) напруги (що пов'язано із нелінійністю), а також від величини і характеру навантаження. У разі подавання на вхід низькочастотного синусоїдального сигналу вихідний сигнал можна розділити на дві складові – лінійну і додаткову нелінійну (спотворення). На вищих частотах лінійна частина характеризується *комплексною передавальною функцією*, яка описує амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) як модуль цієї функції, а також фазочастотну (ФЧХ) – як її аргумент.

Очевидно, якщо залежність вихідної напруги від вхідної (dU) можна визначити через передавальну характеристику (назвемо її *прямою ПХ*), то залежність вхідної напруги (dU) від вихідної можна визначити через *обернену передавальну характеристику*. В простих випадках пряма й обернена ПХ співвідносяться як пряма й обернена функції. Обидві характеристики виражають взаємно однозначний зв'язок між вхідною і вихідною напругами.

Традиційний метод зменшення спотворень – використання негативного зворотного зв'язку, коли вихідний сигнал порівнюється із вхідним (у відповідній пропорції). У найпростішому варіанті схеми інвертуючого підсилювача (рис. 1) вхідний струм від джерела сигналу додається на інвертуючому вході до струму зворотного зв'язку так, щоб на вході була диференційна напруга dU , яка точно відповідає передавальній характеристиці (прямій чи оберненій) модуля підсилення. Уся схема працює так, щоб досягався цілком певний баланс струмів і напруг відповідно до ПХ.

Точна пропорційність між вхідним сигналом схеми U_{in} (якщо $I_{cor}=0$) і вихідним U_{out} можлива лише у випадку, коли $dU=0$ (тоді “ідеальний” коефіцієнт підсилення схеми $K=-R_{fb}/R_{in}$), тож збільшення коефіцієнта підсилення підсилювального модуля приводить до зменшення диференційної напруги, наближення до “ідеального” значення коефіцієнта передачі схеми, а отже – до зменшення спотворень вихідного сигналу. Ідеалізація цього принципу дала змогу створити науково строго теорію операційних підсилювачів і схем на їх основі [1]. Здавалося б, треба нарощувати підсилення, а далі зворотний зв’язок зробить усе необхідне. В реальності нарощування підсилення призводило до появи нових полюсів ФЧХ, так що виникала потреба в фазочастотній внутрішній корекції підсилювача, до того ж діапазон повного посилення звукувався до десятків і навіть одиниць герців. А це означає, що у такий спосіб навіть для звукового діапазону не вдасться отримати ультралінійний підсилювач. Разом з тим, зворотний зв’язок, тобто принцип порівняння вхідного і вихідного сигналів, до сьогодні залишається єдиним методом зменшення спотворень у разі використання вже готових модулів підсилення.

Розглянемо детальніше властивості диференційної вхідної напруги модуля підсилення (dU), для схем, у яких зменшення спотворень реалізується за допомогою зворотного зв’язку. Для більшої конкретності візьмемо схему інвертуючого підсилювача, зображену на рис. 1. (Схема неінвертуючого підсилювача діє аналогічно. В цьому випадку вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід, а точка U_{in} на схемі (рис. 1) підключається на нуль).

1. Співвідношення величини dU і вихідної напруги *завжди* відповідає ПХ підсилювача A_1 . Це означає, що лінеаризація вихідної напруги (щодо U_{in}), зумовлена дією зворотного зв’язку, призводить до появи спотворень dU точно відповідно до оберненої нелінійної передавальної характеристики модуля підсилення A_1 . Ці спотворення можуть бути амплітудними, фазовими, перехідними (у разі передавання коротких фронтів напруги) і нелінійними. Вони “обернені” стосовно прямої ПХ. Наприклад, коли підсилювач створює “завал” вихідної амплітуди, то на вході виникає відповідне “загострення” напруги; якщо на виході підсилювача виникло відставання за фазою, це приводить до певного випереджування за фазою сигналу на вході щодо вхідного сигналу U_{in} усієї схеми і т. д.

2. Величина dU утворюється за рахунок вхідних і вихідних струмів, що надходять на інвертуючий вхід A_1 . dU *не залежить від цих струмів*, а залежить лише від вихідної напруги. Схема “сама” формує значення dU . Отже, інвертуючий вхід підсилювача функціонально діє як *джерело напруги* (так званий “віртуальний нуль”). Відповідно, елементи схеми зворотного зв’язку, під’єднані до інвертуючого входу, формують струми, а не напруги. (Схема підсилювача, який використовує зворотні зв’язки, не може працювати із використанням джерел напруги на обидва входи A_1). Інвертуючий вхід може бути точкою підсумовування необмеженої кількості джерел струму власне тому, що вони *не зазнають взаємного впливу*, бо під’єднані до джерела напруги.

3. Оскільки на інвертуючому вході виникає напруга dU , що містить спотворення (відповідно до властивостей оберненої ПХ), то ці спотворення впливають на значення струмів у елементах зворотного зв’язку, а отже, спричиняють відповідні спотворення вихідного сигналу схеми. Ці спотворення не можуть бути ліквідовані за рахунок дії зворотного зв’язку, бо вхідна диференційна напруга існує завжди, коли є напруга на виході підсилювача. В цьому полягає принципове обмеження методу лінеаризації із використанням зворотних зв’язків.

4. Вхідна диференційна напруга являє собою *точний індикатор спотворень* усіх типів – амплітудних, фазових, нелінійних і перехідних.

Чи можна використати цей індикатор спотворень для ліквідації самих спотворень? Очевидно, так, оскільки інвертуючий вхід модуля підсилення – це точка підсумовування струмів, а також джерело напруги (“віртуальний нуль”). Необхідно додати в цю точку такий струм, щоб вхідні струми і струми зворотних зв’язків були точно такими, якими вони могли б бути за умови відсутності диференційної напруги dU . Інакше кажучи, потрібно створити джерело струму, яке своєю дією компенсує наявність вхідної диференційної напруги. В цьому полягає суть пропонованого методу компенсації спотворень.

Реалізація методу

Розглянемо схему підсилювача низької частоти (інвертуючого), зображену на рис. 1, в якій модуль підсилення – це диференціальний підсилювач A1.

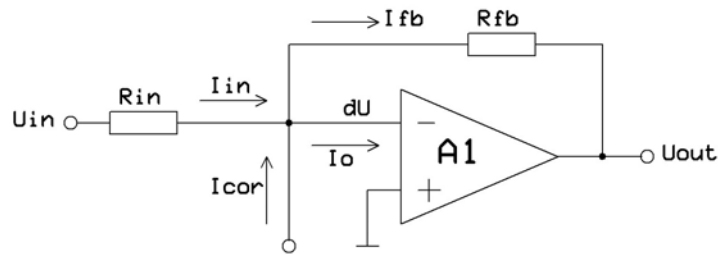


Рис. 1. Схема інвертуючого підсилювача з точкою підключення компенсуючого струму I_{cor}

Механізм впливу вхідної диференційної напруги dU на вихідний сигнал полягає у тому, що вхідний струм I_{in} через вхідний резистор R_{in} залежить від різниці $U_{in} - dU$, а отже, dU (зокрема його нелінійна складова) впливає на значення вхідного струму, і тим самим – на вихідний сигнал U_{out} . В принципі можливо подати на вхід підсилювача A1 певний струм I_{cor} (рис. 1), який точно компенсуватиме зміну вхідного струму I_{in} , пов'язану із наявністю напруги dU . В цьому полягає суть методу компенсації спотворень за входом. Обчислимо значення вихідної напруги U_{out} схеми рис. 1 за наявності струму компенсації I_{cor} , припустивши, що струм на вхід підсилювача A1 не подається ($I_o = 0$).

$$U_{out} = dU - R_{fb}(I_{in} + I_{cor}) = dU - R_{fb}((U_{in} - dU)/R_{in} + I_{cor}).$$

Позначивши $K = R_{fb}/R_{in}$ – коефіцієнт підсилення схеми (рис. 1), взятий за абсолютною величиною, у варіанті відсутності вхідної диференційної напруги (або ж у варіанті *ідеального* підсилювача A1) отримаємо:

$$U_{out} = dU(K+1) - R_{fb}I_{cor} - KU_{in}. \quad (1)$$

Занулення суми перших двох членів у правій частині рівняння (1) дає значення струму компенсації, за якого вихідна напруга схеми еквівалентна варіанту *ідеального* підсилювача A1, тобто $U_{out} = -KU_{in}$. Отримуємо:

$$I_{cor} = dU(K+1)/R_{fb} = dU(K+1)/KR_{in}. \quad (2)$$

На рис. 2 наведено відповідну схему, що забезпечує компенсуючий струм згідно з формулою (2). Справді, вихідна напруга підсилювача A2, $U_2 = dU((R_{fb} + R_{in})/R_{fb} + 1) = dU(2 + 1/K)$. Тоді компенсуючий струм, оскільки струм на вхід A2 не тече, дорівнює $I_{cor} = (U_2 - dU)/R_{in}$ і після підстановки значення U_2 отримуємо величину $I_{cor} = dU(K+1)/KR_{in}$, як у формулі (2).

Варто зауважити, що суто формально, схема, яка забезпечує компенсуючий струм, виглядає як схема із позитивним зворотним зв'язком і принципово не здатна працювати як підсилювач. Насправді така можливість виникає завдяки тому, що вихідний струм підсилювача A2 *не впливає* на значення dU (див. пункт 2 вступу) і, отже, позитивний зворотний зв'язок не діє – *інвертуючий вхід A1 одночасно являє собою і вхід, і вихід схеми компенсації*.

Цю схему очевидним способом можна перетворити на повноцінний диференціальний підсилювач (рис. 3). Номінали резисторів, підключених до допоміжного підсилювача A2, можуть бути іншими, але вибраними відповідно до формули (2).

Зупинимось детальніше на механізмі утворення сигналу спотворень dU . Його значення можна знайти з рівняння (1), якщо $I_{cor} = 0$. Отримаємо:

$$dU = (U_{out} + KU_{in})/(K+1), \quad (3)$$

тобто вона пропорційна до відхилення вихідної напруги від *ідеального* значення $U_{out} = -KU_{in}$. Справді, напруга dU на вході підсилювача A1 у схемах на рис. 1, 2 залежить від напруг U_{in} , U_{out} і подільника на резисторах R_{in} і R_{fb} . Як тільки напруга U_{out} на виході “відстає” від *ідеального* значення $U_{out} = -KU_{in}$, на вході з'являється напруга dU , пропорційна до цього відставання, що

може мати амплітудний, фазовий, нелінійний або перехідний характер. Зокрема, значення dU зростає завжди у разі затримки появи вихідного сигналу або за наявності фазового зсуву. Це саме явище можна розглядати по-іншому, через властивості передавальної функції чотириполюсника A1 на частотах, коли є фазове відставання вихідної напруги U_{out} відносно вхідної dU . Якщо за допомогою відповідної схеми увімкнення ліквідувати або зменшити відставання сигналу U_{out} щодо U_{in} , то сигнал dU на вході A1 випереджуватиме за фазою вхідний сигнал U_{in} . Особливо істотне зростання dU виникає у разі появи на вході крутих фронтів імпульсів. Тоді у випадку затримки сигналу на виході, згідно із формулою (3), $dU=U_{in}(K/(K+1))$ на період затримки.

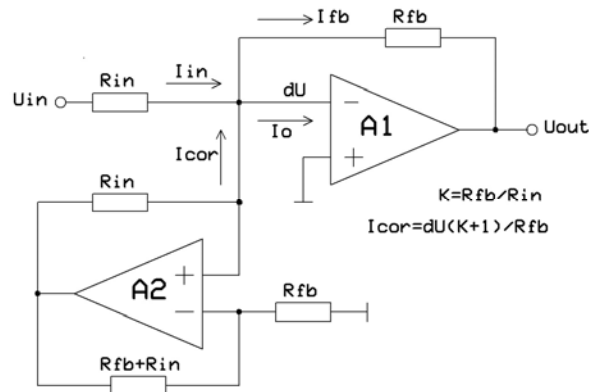


Рис. 2. Схема інвертуючого підсилювача з генератором компенсуючого струму

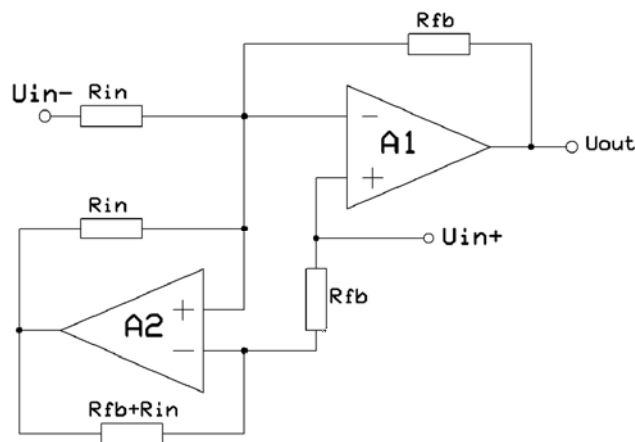


Рис. 3. Схема диференціального підсилювача з компенсацією спотворень за входом

Розрахунок величини компенсуючого струму I_{cor} , наведений вище, не залежить від природи походження напруги dU , тобто він універсальний. Цей висновок можна було зробити із урахуванням властивостей чотириполюсника – зменшення спотворень (будь-якої природи) на його виході, яке відбувається за рахунок дії зворотного зв'язку, що приводить до еквівалентного їх збільшення на вході. Компенсація спотворень відбувається за рахунок переходу підсилювача A1 у форсований режим роботи у разі появи на його вході додаткового джерела струму. Треба ще раз підкреслити, що наявність компенсуючого струму не зменшує і не може зменшити значення dU , бо його визначають внутрішні властивості підсилювача.

Основна вимога до підсилювача A2 стосується його більшої широкосмуговості порівняно з A1, бо спектр сигналу спотворень значно ширший за спектр вхідного сигналу (залежить від

кількості гармонік), але мінімум удвічі (для другої гармоніки). Вимоги до його лінійності мінімальні, бо він майже увесь час працює у малосигнальному режимі із незначним підсиленням (від двох разів, за великих значень K до трьох, якщо $K=1$). Лише у разі появи на вході крутих фронтів величина dU може досягати значення висоти фронту на період затримки вихідного сигналу, і відповідно напруга компенсуючого сигналу може в межах двох разів перевищувати вхідну. (Легко показати, що в цьому випадку $U_2=U_{in}(2+1/K)/(1+1/K)$).

Розглянуті схеми компенсації не потребують налагодження (за винятком необхідності підбирання відповідного підсилювача A_2) і теоретично така схема повинна посилювати сигнал практично без спотворень, в усякому разі, на достатньо низьких частотах, за відсутності струму I_0 на вхід A_1 і використання прецизійних резисторів. Разом з тим, у межах цих схемних рішень можливо врахувати (хоча б частково) тонші особливості роботи підсилювача, зокрема, наявність вхідного струму I_0 і вхідної ємності підсилювача A_1 , зважаючи на їхній вплив на спотворення вихідного сигналу. Величину вхідного компенсуючого струму можна оптимізувати, підбираючи коефіцієнт підсилення схеми на підсилювачі A_2 , змінюючи номінал будь-якого резистора схеми і контролюючи значення спотворень вихідного сигналу U_{out} . Вплив вхідної ємності можна частково компенсувати за допомогою увімкнення допоміжного конденсатора відповідної ємності з виходу підсилювача A_2 паралельно до резистора, який задає величину компенсуючого струму (R_{in} на рис. 2, 3). Наявність цього конденсатора також підвищує стійкість роботи всієї схеми і протидіє самозбудженню.

Ще одна позитивна особливість розглянутих схем – компенсація вхідного зсуву напруги (вхідної диференційної напруги dU , якщо $U_{in}=0$). Наявність вхідного зсуву напруги стає суттєвою за великих значень коефіцієнта підсилення K , бо зсув на виході в K разів перевищує вхідний. В розглянутих схемах величина вихідного зсуву дорівнює величині вхідного зсуву, взятого за абсолютною величиною (точніше, різниці між зсувами A_1 і A_2), незалежно від значення K .

Звичайно, розглянутий метод не дає змоги компенсувати, наприклад, стовідсоткові спотворення типу “сходінка”, що виникають у вихідних каскадах, які працюють у класі В, або спотворення, пов’язані із обмеженою швидкістю наростання вихідної напруги чи з наявністю шумів, тобто явища, спричинені внутрішніми граничними обмеженнями чотириполосника, які не залежать від зовнішніх впливів. Але він істотно зменшує перехідні спотворення, які при цьому виникають.

Практичне випробування методу

Метод розроблено з орієнтацією на підсилювачі звукових частот, з метою досягнення екстремально малих спотворень вихідного сигналу в діапазоні не менше ніж 20 кГц. Спочатку його випробували із застосуванням схеми рис. 2, як підсилювачі A_1 , A_2 використовували радянські широкосмугові операційні підсилювачі 140УД11 (одні з найкращих на той час – 1985 р.), $R_{in}=4,75$ кОм, $R_{fb}=95,3$ кОм, ($K=20$). Паралельно до резистора R_{fb} підсилювача A_1 був підключений конденсатор 10 пФ, паралельно до R_{in} з виходу підсилювача A_2 – конденсатор 4 пФ. Вихід A_1 навантажувався резистором 1 кОм і ємністю 330 пФ. Крім того, до виходів 1 і 8 обох підсилювачів приєднувався конденсатор коригування 1 пФ. Напруга живлення за плюсом і мінусом становила по 15 В. Амплітудні значення вихідного сигналу – від +12,5 В до –12,5 В. Без подавання струму компенсації нелінійні спотворення на частоті 20 кГц дорівнювали 0,04 %. За наявності компенсації вони стали меншими за 0,004 % і виявились за межами вимірювальної можливості апаратури, яку на той час мав автор. Фронт прямокутного сигналу без компенсації становив 3,3 мкс, з компенсацією – 2,4 мкс із гладкою (без коливаний) формою перехідного процесу і швидким виходом на плато.

Після цього метод був застосований для покращення характеристик звукових підсилювачів потужності різних типів, переважно саморобних конструкцій із використанням схеми із рис. 2, причому додатково підключали конденсатор невеликої ємності (в межах 10 пФ) паралельно до резистора R_{in} підсилювача A_2 для стабілізації роботи схеми. Як A_2 використовували операційний підсилювач 140УД11. Практика показала високу ефективність цього методу, особливо в діапазоні частот вище від першого полюса АЧХ підсилювача A_1 , де коефіцієнт підсилення зменшується зі швидкістю 20 db на декаду і зсув фази становить 90 градусів. Як правило, спостерігалось 20-разове

зменшення нелінійних спотворень вихідного сигналу і розширення смуги частот вихідного сигналу в межах однакових фазових спотворень у 5–10 разів. Істотно покращувалась якість передавання прямокутних сигналів – зменшувалися фронт і тривалість перехідного процесу, підвищувалась гладкість сигналу.

Висновки

Запропонований метод компенсації спотворень підсилювачів низької частоти, із застосуванням компенсуючого струму на вході модуля підсилення, ґрунтується на явищі виникнення спотворень на вході модуля підсилення, охопленого негативним зворотним зв'язком, причому ці спотворення однозначно пов'язані із оберненою передавальною характеристикою модуля підсилення. Цей метод дає змогу істотно зменшити спотворення усіх видів (до десятків разів, залежно від типу спотворень). Підсилювач, компенсований згідно з цим методом, характеризується певними особливостями.

1. Характеристики підсилювача не залежать від внутрішніх властивостей модуля підсилення, а визначаються лише елементами зворотного зв'язку в діапазоні частот, де діє ефект компенсації, а також у межах граничних можливостей модуля підсилення.

2. Зокрема, у такий спосіб компенсуються ефекти температурної нестабільності, зміни характеру навантаження тощо, тобто ефекти, що приводять до змін передавальної характеристики модуля підсилення.

3. Істотно (у K разів) зменшуються ефекти наявності вхідного зсуву напруги в модулі підсилення.

Пропонований метод доцільно застосовувати для побудови підсилювачів з екстремально малими спотвореннями сигналу або з екстремально високими коефіцієнтами підсилення, а також для суттєвого покращення характеристик “простих” схем підсилювачів, передусім – з одним каскадом підсилення напруги, які можуть мати більшу швидкість і стійкість, порівняно з багатокаскадними.

Список використаних джерел

1. Достал И. *Операционные усилители*. М.: Мир, 1982.

References

1. Jiří Dostál. *Operational Amplifiers*. Elsevier Publishing, 1981.