

Лекція

ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ НА ОСНОВІ ОП

1. Властивості операційних підсилювачів, охоплених від'ємним (негативним) зворотним зв'язком за напругою

Розглянемо схему рис. 1.

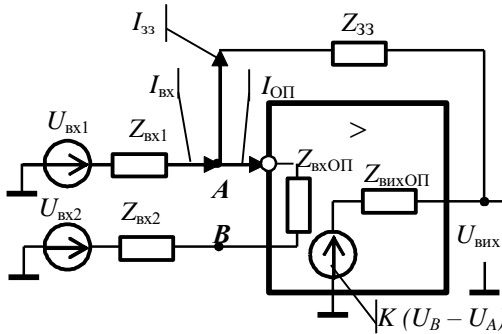


Рис.1. Схема формування від'ємного зворотного зв'язку

Елемент $Z_{ЗЗ}$ забезпечує повернення частини енергії сигналу з виходу ОП на його інвертуючий вхід. Тому $Z_{ЗЗ}$ формує від'ємний зворотний зв'язок, який відносно вхідного сигналу $U_{ВХ1}$ виявляється підключеним паралельно. Оскільки вхідним сигналом кола ЗЗ є вихідна напруга (напруга навантаження), то зазначений зворотний зв'язок є зворотним зв'язком за напругою. В зв'язку з цим вихідний опір утвореного підсилювача буде значно менший, ніж вихідний опір використаного операційного підсилювача:

$$Z_{ВХХ ЗЗ} = Z_{ВХХ ОП} / (1 + \gamma K), \quad (1)$$

де γ – коефіцієнт передачі кола ЗЗ;

K – коефіцієнт підсилення ОП.

Таким чином, порівняно мале значення вихідного опору ОП ще більше зменшується.

Оскільки ОП є диференціальним підсилювачем, його вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = K (U_B - U_A). \quad (2)$$

де U_A , U_B – напруги в точках A та B (на інвертуюєм і прямом входах ОП).

Звідки

$$U_B - U_A = \frac{U_{\text{вих}}}{K}.$$

З огляду на те, що K значне (в ідеальному ОП $K \Rightarrow \infty$), а величина вихідної напруги обмежена (принаймні, значеннями напруги джерела живлення), одержуємо:

$$U_B - U_A \approx 0, \text{ тобто } U_B \approx U_A. \quad (3)$$

Для вузла в точці A можна записати:

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{ОП}} + I_{\text{ЗЗ}}.$$

Якщо $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{ЗЗ}}$ (в ідеальному ОП $R_{\text{вх}} \Rightarrow \infty$), то

$$I_{\text{вх}} \approx I_{\text{ЗЗ}}. \quad (4)$$

Надалі крім цих виразів, отриманих на основі показників ідеальності ОП, при аналізі окремих схем будемо нехтувати напругою зміщення (зсуву) нуля ($U_{\text{зм}}$), вхідними струмами ($I_{\text{вх}}$, $\Delta I_{\text{вх}}$) та їхніми дрейфами.

2. Лінійні схеми

2.1. Інвертуючий підсилювач

На рис. 2 наведена схема найпростішого *інвертуючого* підсилювача. Прямий вхід заземлений, тобто знаходиться під нульовою напругою ($U_{\text{вх2}}$ рис. 1 дорівнює нулю). Вхідний сигнал через резистор $R1$ подається на інвертуючий вхід. Операційний підсилювач охоплений паралельним від'ємним зворотним зв'язком за напругою через резистор $R_{\text{ЗЗ}}$.

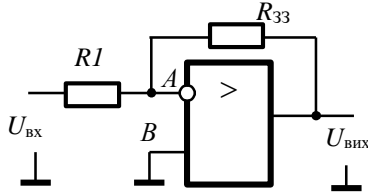


Рис. 2. Інвертуючий підсилювач

Знайдемо вираз для коефіцієнта підсилення утвореного підсилювача. Відповідно до виразу (3)

$$U_A = U_B = 0 \quad (5)$$

Отже, потенціал точки A в першому наближенні, дорівнює потенціалу загальної шини – “землі”. Тому ця точка одержала назву “*віртуальної землі*”.

Використовуючи отримане значення U_A , знаходимо для струмів, що входять в (4):

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_A}{R1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R1}; \quad (6)$$

$$I_{33} = \frac{U_A - U_{\text{вих}}}{R_{33}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}. \quad (7)$$

Дорівнюючи їх і з огляду на, що $K = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$, одержуємо для коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача:

$$K_{\text{під}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{33}}{R1}, \quad (8)$$

де знак мінус вказує на зміну фази вихідного сигналу на 180° в порівнянні з фазою вхідного (вихідна напруга знаходиться в протифазі з вхідною напругою, тобто інверсна їй). У зв'язку з цим, якщо вхідний сигнал зростає, то *підсилений* вихідний – спадає, і навпаки, спаду вхідного сигналу відповідає зростаючий вихідний. Подібне явище вже зустрічалося при розгляді підсилювачів СЕ, СБ та СІ.

З (8) видно, що інвертуючий підсилювач може мати коефіцієнт підсилення як більший, так і менший одиниці.

Паралельний від'ємний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний та вхідний опір підсилювача. Величину останнього, у першому наближенні, можна визначити, використовуючи поняття “віртуальна земля”. Оскільки напруга в точці *A* дорівнює нулю, то для джерела вхідного сигналу “здається”, що між його виходами включений резистор *R1*, тобто

$$R_{\text{вх інв під}} = R1. \quad (9)$$

Як показано в попередньому розділі, введення ВЗЗ розширює діапазон посилюваних частот. На рис. 3 надана логарифмічна амплітудно-частотна характеристика ОП (штрихові лінії). Амплітудно-частотна характеристика інвертуючого підсилювача утворена лінією, яка паралельна осі *f* з ординатою $K_{\text{і під}}$, і частиною спадаючої ділянки АЧХ ОП (на рисунку зображені неперервними лініями).

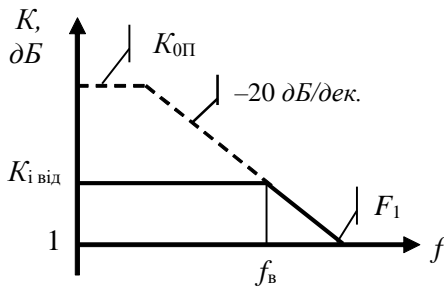


Рис. 3. е

Великі значення коефіцієнту підсилення ОП без зворотного зв'язку відповідають досить вузькому діапазону частот – від нуля до приблизно декількох десятків/сотень герц. Рівномірний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотнім зв'язком простирається до верхньої частоти, яка дорівнює

$$f_B = F_1 / K_{\text{і під}} \cdot \quad (10)$$

2.2. Неінвертуючий підсилювач

Схема підсилювача, що не інвертує вхідний сигнал, приведена на рис. 4.

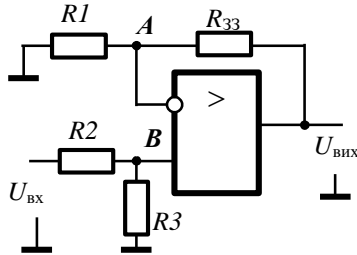


Рис. 4. Неінвертуючий підсилювач

Вхідний сигнал надходить на прямій вхід ОП через дільник $R2, R3$. Напряга на прямому вході

$$U_B = U_{\text{вх}} \frac{R3}{R2 + R3} = K_{\text{діл}} \cdot U_{\text{вх}},$$

де $K_{\text{діл}}$ – коефіцієнт ділення дільника $R2, R3$.

Інвертуючий вхід ОП заземлений через резистор $R1$. Напряга на ньому

$$U_A = U_{\text{вих}} \frac{R1}{R1 + R33}.$$

Дорівнюючи (на підставі (3)) напруги в точках A та B , одержуємо

$$K_{\text{ні під}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = K_{\text{діл}} \left(1 + \frac{R33}{R1} \right). \quad (11)$$

В неінвертуючих підсилювачах вихідна напряга збігається за фазою з вхідною, тому коефіцієнт позитивний. З (11) випливає,

що коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача може бути менше 1 тільки при використанні дільника з $K_{дл} < 1$. При відсутності вхідного дільника ($R2 = 0$; $R3 \Rightarrow \infty$) коефіцієнт підсилення завжди більше одиниці.

Послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний і збільшує вхідний опори підсилювача. Вихідний опір неінвертуючого підсилювача через негативний зворотний зв'язок за напругою можна вважати близьким до нуля аналогічно інвертуючому підсилювачу (див. (1)). Вхідний опір ОП завдяки послідовному від'ємному зворотному зв'язку збільшується навіть у порівнянні з вхідним диференціальним опором ОП. Його значення визначається опором синфазному сигналу. При наявності ж вхідного дільника

$$R_{вх\ ні\ під} = R2 + R3. \quad (12)$$

Амплітудно-частотна характеристика неінвертуючого підсилювача подібна АЧХ інвертуючого підсилювача (див. рис. 3) тільки горизонтальна пряма проводиться при значенні $K_{не\ інв}$ по вісі ординат.

2.3. Повторювачі на основі ОП

Іноді при побудові різних електронних схем потрібні підсилювальні каскади, що мають (по модулю) одиничні коефіцієнти підсилення (*повторювачі*).

Найчастіше їх будують за схемою неінвертуючого підсилювача без вхідного резистивного дільника, що забезпечує великий вхідний опір. Повторювач, згідно (11) при ($K_{дл}=1$), можна реалізувати трьома способами (рис. 5):

- ◆ $R_{33} = 0$ (безпосереднє з'єднання виходу з інвертуючим входом);
- ◆ $R1 = \infty$ (розрив кола, у яке включений $R1$);
- ◆ $R_{33} = 0$ і одночасно $R1 = \infty$.

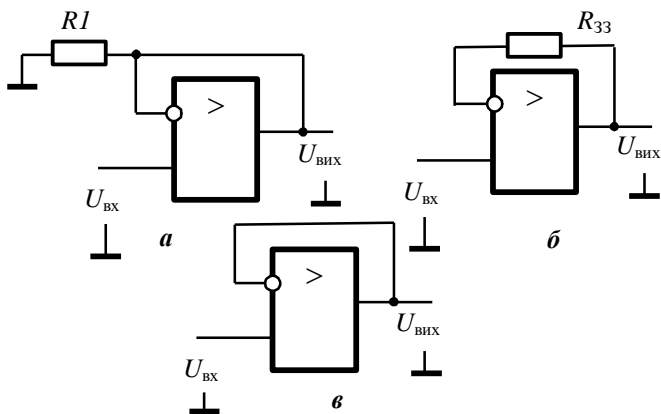


Рис. 5. Неінвертуючі повторювачі напруги на основі ОП

Найпростіше реалізується схема повторювача в третьому випадку (рис. 5,в), однак і інші варіанти неінвертуючих повторювачів також знаходять застосування на практиці. Зверніть увагу на те, що величина резистора, що залишається, у схемах на рисунках 5,а та 5,б зовсім не впливає на одиничний коефіцієнт підсилення повторювача.

Повторювач напруги також можна спроектувати і на основі інвертуючого підсилювача, якщо в ньому (рис. 2) вибрати резистори з однаковим опором $R1 = R33$.

2.4. Суматори на основі ОП

Суматором називається електронний пристрій, що має кілька входів і один вихід, напруга на якому пропорційна сумі напруг на декількох входах. Такі пристрої застосовуються, коли необхідно об'єднати в одному каналі сигнали різних джерел (наприклад, у мікшерах, при накладення сигналів в техніці звукозапису і т.п.)

Схема суматора на основі ОП наведена на рис. 6. Вона має два входи, однак можна використовувати і більшу кількість, підключаючи їх через резистори до точки віртуальної землі *A*.

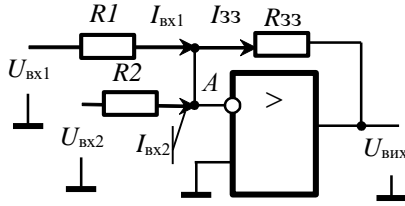


Рис. 6. Суматор на ОП

Для визначення залежності вихідної напруги від вхідних скористаємося принципом суперпозиції та виразами (3) і (4):

$$I_{33} = I_{\text{BX1}} + I_{\text{BX2}},$$

$$I_{\text{BX1}} = \frac{U_{\text{BX1}} - U_A}{R1} = \frac{U_{\text{BX1}}}{R1}, \quad I_{\text{BX2}} = \frac{U_{\text{BX2}} - U_A}{R2} = \frac{U_{\text{BX2}}}{R2};$$

$$I_{33} = \frac{U_A - U_{\text{ВИХ}}}{R_{33}} = -\frac{U_{\text{ВИХ}}}{R_{33}}.$$

Звідки

$$U_{\text{ВИХ}} = -U_{\text{BX1}} \frac{R_{33}}{R1} - U_{\text{BX2}} \frac{R_{33}}{R2}. \quad (13)$$

З (13) видно, що вхідні сигнали складаються зі своїми ваговими коефіцієнтами, – кожний із вхідних сигналів додатково збільшується (зменшується) пропорційно деякому коефіцієнту, який визначає його внесок у загальний вихідний сигнал. Ваговий коефіцієнт задається відношенням опору резистора в колі 33 до опору резистора у відповідному вхідному колі. Підсумовування здійснюється зі зміною знака (інверсія вхідних сигналів). Якщо виконати співвідношення $R_{33} = R1 = R2$, то можна здійснити чисте підсумовування вхідних сигналів. Якщо виконується тільки співвідношення $R1 = R2$, то за допомогою R_{33} можна додатково масштабувати отриману суму.

2.5. Диференціальний підсилювач на основі ОП

Схема найпростішого *диференціального* підсилювача надана на рис. 7.

На основі принципу суперпозиції можна записати

$$U_{\text{вих}} = U_2 \cdot K_{\text{діл}} \cdot \left(1 + \frac{R_{33}}{R1}\right) - U_1 \cdot \frac{R_{33}}{R1} \quad (14)$$

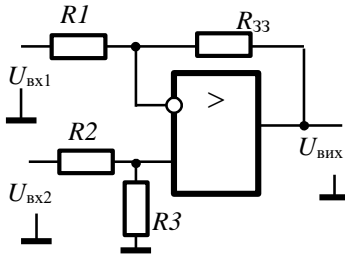


Рис. 7. Диференціальний підсилювач на ОП

Якщо виконується співвідношення $R3 \cdot R1 = R33 \cdot R2$, яке рівнозначно

$$\frac{R3}{R2} = \frac{R33}{R1} = K, \quad (15)$$

то (14) перетвориться в

$$U_{\text{вих}} = \cdot K \cdot (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}), \quad (16)$$

що відповідає поняттю диференціального підсилювача, у той час як вираз (14) описує різницевий (віднімаючий) підсилювач з власними ваговими коефіцієнтами по кожному сигналу.

Слід зазначити, що чим точніше буде виконуватися співвідношення (15), тим точніше буде забезпечуватися різниця двох вхідних сигналів. Тому при проектуванні диференціальних під-

силовачів варто використовувати високоточні високостабільні резистори. Зрозуміло, що простіше застосовувати чотири однакових резистори ($R1 = R2 = R3 = R_{33} = R$), а підсилення результуючого сигналу, якщо необхідно, можна реалізувати в наступних каскадах. Для одержання надто точних різницевих схем може знадобитися додаткове підстроювання одного з опорів, а також застосування складних схем, в яких враховується вплив на вихідний сигнал різних вхідних опорів по інвертуючому і прямому входам.

2.6. Диференціатор та інтегратор на основі ОП

Уведемо у вхідне коло інвертуючого підсилювача конденсатор C (рис. 8,а).

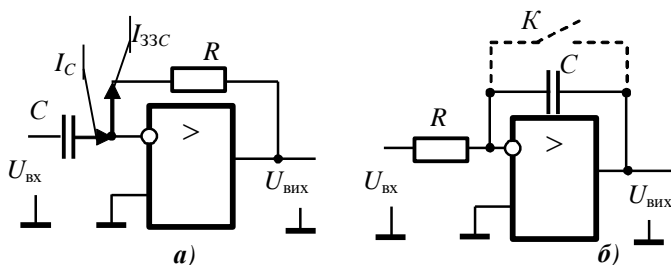


Рис. 8. Диференціатор та інтегратор на основі ОП

Відомо, що змінний струм конденсатора I_C , дорівнює добутку ємності на похідну від різниці потенціалів на ньому. З огляду на (3), маємо

$$I_C = C \frac{d(U_{ВХ} - U_A)}{dt} = C \frac{dU_{ВХ}}{dt} \quad (17)$$

На підставі (4) та (7), маємо

$$-\frac{U_{ВІХ}}{R} = C \frac{dU_{ВХ}}{dt}, \quad \text{або}$$

$$U_{ВІХ} = -RC \frac{dU_{ВХ}}{dt}, \quad (18)$$

тобто вихідна напруга є диференціалом від вхідної з коефіцієнтом пропорційності, рівним (RC) .

Поміняємо місцями конденсатор і резистор (рис. 8,б). Для цієї схеми, виконавши дії, аналогічні попереднім, одержимо:

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt}.$$

Інтегруючи ліву і праву частини цього виразу за часом у межах від нуля до t , знайдемо

$$U_{\text{вих}} - U_{\text{вих}0} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \quad (19)$$

де $U_{\text{вих}0}$ – напруга на виході схеми при $t = 0$.

Таким чином, вихідна напруга пропорційна інтегралу вхідної. Оскільки $U_{\text{вих}0}$ є напругою, до якої заряджений конденсатор у початковий момент, це створює реальні складності при практичній реалізації схем інтеграторів, бо конденсатор підзаряджається постійним вхідним струмом ОП, що в остаточному призводить до режиму насичення підсилювача. Щоб уникнути цього явища, використовують два методи:

- ◆ періодичного розряду ємності замиканням ключа K , який ставлять паралельно конденсатору;
- ◆ забезпеченню умов, при яких вхідний струм ОП був би значно менше струмів, обумовлених сигналом.

2.7. Найпростіші фільтри на основі ОП

Сформуємо вхідне коло інвертуючого підсилювача з послідовно з'єднаних конденсатора та резистора (рис. 9,а). Якщо повторити всі математичні перетворення, що були зроблені для інвертуючого підсилювача, то одержимо

$$\bar{K}_{\text{під}} = -\frac{R_{33}}{\bar{Z}_{\text{вх}}}, \quad (20)$$

де $\bar{Z}_{\text{вх}} = jX_C + RI$.

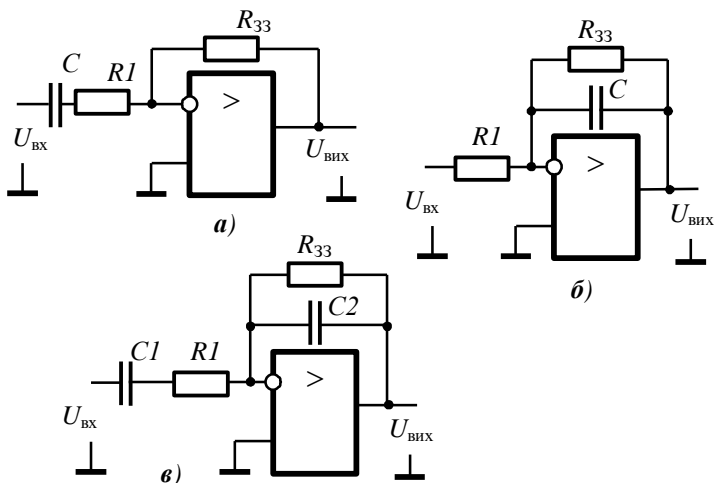


Рис. 9. Найпростіші фільтри на ОП

Оскільки реактивний опір ємності залежить від частоти f сигналу

$$X_c = \frac{1}{j(2\pi C f)}, \quad (21)$$

то модуль коефіцієнта підсилення буде зменшуватись при зменшенні частоти. При $f = 0$ $K_{\text{під}} = 0$. При збільшенні частоти він асимптотично наближається до величини, що визначається виразом (8). Таким чином, отримано пристрій, АЧХ якого відповідає фільтрові верхніх частот (ФВЧ) першого порядку.

Не треба забувати, що реальний фільтр буде мати спад АЧХ на високих частотах, який обумовлений високочастотними властивостями використаного ОП (див. рис. (3)). Тому для того, щоб розглянута структура ефективно виконувала функції ФВЧ необхідно, щоб верхня частота сигналу $f_{\text{вс}}$ була істотно менше верхньої частоти $f_{\text{воп}}$, при котрій коефіцієнт підсилення дорівнює $R_{33} / R1$ (рис. 10,а).

Нижня частота зрізу розглянутого ФВЧ за рівнем спаду на 3дБ

$$f_i = \frac{1}{2\pi \cdot R I \cdot C} \quad (22)$$

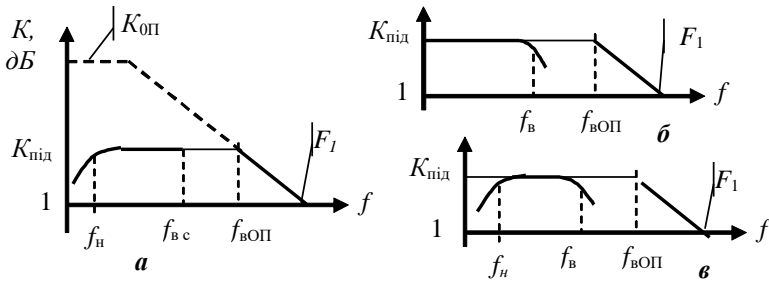


Рис. 10. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики активних фільтрів на основі ОП: *a* – ФВЧ, *б* – ФНЧ, *в* – СФ.

Введемо конденсатор паралельно резистору в колі зворотного зв'язку (рис. 9,б). Використовуючи підходи, аналогічні попереднім, одержимо

$$\bar{K}_{\text{під}} = -\frac{|Z_{33}|}{R I}, \quad (23)$$

де $|Z_{33}| \Rightarrow X_C |R_{33}$ – модуль комплексного опору, який визначається паралельним з'єднанням конденсатора та резистора.

З ростом частоти опір ємності зменшується. Це приведе до зменшення модуля опору ланки ЗЗ, і як наслідок – до зменшення коефіцієнта підсилення. При зменшенні частоти коефіцієнта підсилення буде асимптотично наближатися до величини $K = R_{33} / R I$. Отже, схема рисунка 9,б відповідає фільтру нижніх частот (ФНЧ) першого порядку (АЧХ на рис. 10,б).

Верхня частота зрізу такого ФНЧ за рівнем спаду на 3 дБ

$$f_v = \frac{1}{2\pi \cdot R_{33} \cdot C} \quad (24)$$

Фактично верхня частота зрізу ФНЧ, не може бути більше верхньої частоти зрізу $f_{в\text{ ОП}}$, яка обумовлена високочастотними властивостями використовуваного ОП. Тому

$$f_s = \min \left\{ \frac{1}{2\pi \cdot R_{33} \cdot C}, \frac{F_1}{(R_{33}/RI)} \right\}. \quad (25)$$

Якщо поєднати вищевказані підходи до формування частот зрізу, то вийде смуговий фільтр (СФ, рис. 9,в), нижня і верхня частоти зрізу якого будуть визначатись добутками ємності на опір елементів, що стоять у відповідних ланцюгах (вирази аналогічні (22) та (24)). Звичайно, при розрахунках необхідно дотримуватися очевидне співвідношення $f_{в\text{ ОП}} \geq f_{в} > f_{н}$.

3. Нелінійні схеми

3.1. Вхідні зауваження

На основі ОП можна легко будувати підсилювачі з різними нелінійними амплітудними характеристиками. Зазвичай такі підсилювачі призначені для корекції нелінійності характеристик різних датчиків, що використовують у системах управління, контролю і виміру. Наприклад, якщо амплітудна характеристика будь-якого датчика має вигляд кривої 1 рис. 11, то у випадку ідеального підсилювача за таким же законом буде змінюватися і вихідний сигнал, що нерідко неприпустимо. Тому доцільно в підсилювач ввести ланку, що має амплітудну характеристику, зворотну характеристиці застосовуваного датчика (крива 2 рисунка). Тоді вихідний сигнал буде мати лінійну залежність від вхідного (пряма 3).

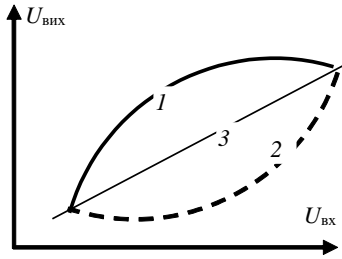


Рис. 11. Амплітудні характеристики датчика (1) і коригувальної ланки (2)

В ряді випадків необхідно вирішити зворотну задачу – одержати передатну характеристику, що змінюється за заданим законом.

Ці задачі можуть бути вирішені використанням нелінійних схем на основі ОП.

3.2. Логарифмічний підсилювач

Логарифмічний підсилювач має амплітудну характеристику (рис. 12), що відповідає логарифмічній залежності вихідної напруги від вхідної $U_{\text{вих}} = \log(U_{\text{вх}})$. Такий підсилювач іноді застосовують в тих випадках, коли необхідно зменшити динамічний діапазон зміни підсилених сигналів, тому що логарифмічний підсилювач підсилює сигнали малої амплітуди з більшим коефіцієнтом підсилення, ніж сигнали з великою амплітудою.

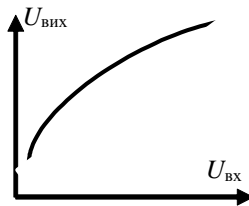


Рис. 12. Амплітудна характеристика логарифмічного підсилювача

Логарифмічний підсилювач виконується на основі інвертуючого підсилювача, в якому як елемент зворотного зв'язку застосовується нелінійний елемент, – діод (рис. 13,а), що має вольтамперну характеристику, наближену до логарифмічної залежності.

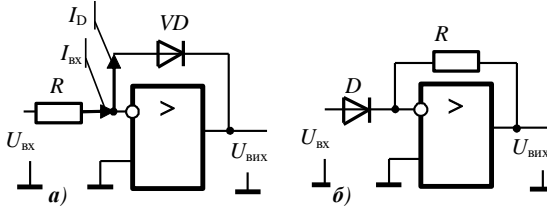


Рис. 13. Логарифмічний (а) і антилогарифмічний (б) підсилювачі на основі ОП

Залежність струму діода I_d від напруги на ньому U_d описується виразом:

$$I_d = I_0 e^{\frac{U_d}{\varphi_T}},$$

де I_0 – зворотній (тепловий) струм діода; φ_T – температурний потенціал (приблизно рівний 0,025 В).

На підставі (3) та (4) маємо $I_d = I_{ВХ} = U_{ВХ} / R$ і $U_{ВИХ} = -U_d$, відкіля

$$U_{ВИХ} = -\varphi_T \left(\ln \frac{U_{ВХ}}{R} - \ln I_0 \right), \quad (26)$$

тобто вихідний сигнал має логарифмічну залежність від вхідного.

3.3. Антилогарифмічний підсилювач

Антилогарифмічний (експонентний) підсилювач має зворотну логарифмічну амплітудну характеристику. Для одержання таких схем достатньо у наведеній схемі логарифмічного підсилювача поміняти місцями діод і резистор (рис. 13,б). Залежність вихідної напруги від вхідної одержуємо аналогічно попередньому. З (3) та (4) маємо:

$$I_{ВХ} = I_d = I_{ЗЗ}; \quad U_d = U_{ВХ}; \quad U_{ВИХ} = -I_{ЗЗ} \cdot R = -I_d \cdot R,$$

Відкіля, визначаючи U_d , отримуємо:

$$U_{\text{вих}} = -R I_0 e^{\frac{U_{\text{вх}}}{\varphi_T}}. \quad (27)$$

3.4. Функціональні підсилювачі

Функціональний підсилювач являє собою універсальну схему, за допомогою якої можна реалізувати будь-яку однозначну залежність вихідної напруги від вхідної. Ідея функціонального підсилювача полягає в заміні потрібної нелінійної залежності її кусочно-лінійною апроксимацією і побудові схеми підсилювача, коефіцієнт підсилення якої буде змінюватись в залежності від вхідної напруги.

Розгляньмо принципи побудови схеми на основі ОП на прикладі формування залежності, наведеної на рис. 14, де представлені необхідна нелінійна функція і її апроксимація відрізками прямих ліній. Оскільки представлені залежності необхідно реалізувати на підсилювачі, то в якості аргументу вжито напругу вхідного сигналу, в функції – вихідного. Тому представлені залежності будуть відповідати амплітудній характеристиці підсилювача.

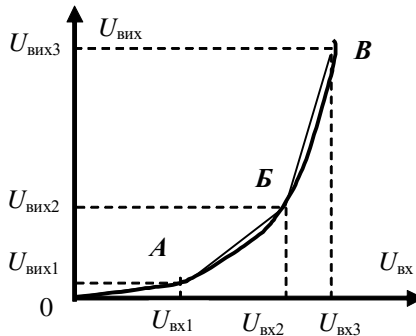


Рис. 14. Нелінійна функція та її кусочно-лінійна апроксимація

З рисунка видно, що на ділянці від 0 до $U_{\text{вх1}}$ підсилювач повинен мати один коефіцієнт підсилення, позначимо його K_1 , на наступній ділянці, від $U_{\text{вх1}}$ до $U_{\text{вх2}}$, – інший – K_2 і т.д. Величини

цих коефіцієнтів підсилення легко визначаються з функції, яку необхідно апроксимувати:

$$K_1 = \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вх1}}}; \quad K_2 = \frac{U_{\text{вих2}} - U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}}. \quad (28)$$

За основу функціонального підсилювача беруть схему інвертуючого підсилювача (рис. 15).

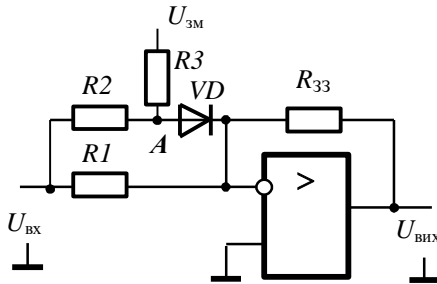


Рис. 15. Функціональний підсилювач

На першій ділянці, у межах від 0 до $U_{\text{вх1}}$, при закритому діоді, коефіцієнт підсилення такого підсилювача (без врахування знака) визначає співвідношення резисторів R_{33} та $R1$:

$$|K_1| = \frac{R_{33}}{R1}.$$

Якщо при збільшенні вхідної напруги понад $U_{\text{вх1}}$, коефіцієнт підсилення K_2 повинен збільшитися (як показано на рис. 14), то необхідно зменшити опір резистора $R1$ так, щоб коефіцієнт підсилення дорівнював K_2 (якщо ж коефіцієнт підсилення K_2 зменшується, те необхідно змінювати опір резистора R_{33}). Нове значення опору вхідного резистора інвертуючого підсилювача визначається за формулою:

$$R1' = \frac{R_{33}}{K_2}. \quad (29)$$

Для зменшення опору кола з резистором $R1$, необхідно паралельно йому ввести додатковий резистор, причому він повинний включатися тільки тоді, коли вхідна напруга перевищить вели-

чину $U_{\text{вх1}}$. Для цього в схему підсилювача вводять додатковий ланцюг з резистора $R2$ та діода VD , які через резистор $R3$ приєднані до додаткового джерела живлення $U_{\text{зм}}$. Відповідно до принципу "віртуальної землі", катод діода, приєднаний до інвертуючого входу ОП, має нульовий потенціал. Діод відкриється тоді, коли напруга на його аноді (U_A) стане позитивною. Тому напруга джерела зміщення повинна бути протилежного знака в порівнянні зі знаком вхідної напруги.

До моменту відмикання діода напругу в точці A можна визначити з виразу:

$$U_A = U_{\text{вх}} \cdot \frac{R3}{R2 + R3} - U_{\text{зм}} \cdot \frac{R2}{R2 + R3}. \quad (30)$$

Після відмикання еквівалентний опір паралельно включених резисторів $R1$ і $R2$ повинен дорівнювати значенню, розрахованому за (29), відкіля

$$R_2 = \frac{R1 \cdot R'_1}{R1 - R'_1}. \quad (31)$$

Визначивши опір $R2$ і величину напруги зміщення (при цьому, доцільно як джерело зміщення використовувати напругу одного з джерел живлення ОП), з (30) при $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}}$ визначають опір резистора $R3$.

Якщо характеристика апроксимована ще одним відрізком прямої, то аналогічно включається і розраховується додаткове коло з двох резисторів та діода.