

6.11. Операційні підсилювачі

6.11.1. Загальні відомості

Операційний підсилювач (ОП) – це ППС, що має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференційний вхід) і один вихід.

Зазвичай ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференційним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою створювалися ОП в інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференційний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференційний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір .

ОП другого покоління виконуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим завдяки зростанню рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір, і великий коефіцієнт підсилення за напругою. Другий каскад є підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій

(додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП значно розширилися. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги під час побудови будь-яких електронних пристроїв, а АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_U - (10^4 \div 10^6)$; високий вхідний опір по кожному з входів – $R_{вх} > 400 \text{кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{Ом}$; досить широкий частотний діапазон – від нуля до одиниць мегагерц.

За наведеними параметрами ОП наближаються до ідеального підсилювача, що має:

- 1) $K_U \rightarrow \infty$;
- 2) два симетричних входи з $R_{вх} \rightarrow \infty$;
- 3) $R_{вих} \rightarrow 0$;
- 4) безкінечний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі з великим коефіцієнтом підсилення (десятки тисяч разів) реальні ОП не застосовують, бо їх коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) – величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

Умовне позначення ОП наведено на рис. 6.47, а (на рис. 6.47, б, в наведені умовні позначення, прийняті у деяких зарубіжних країнах).

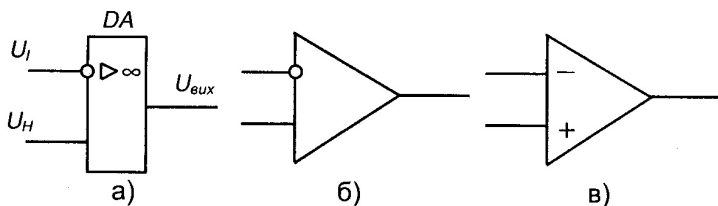


Рис. 6.47 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_I називається інвертуючим, а U_H – неінвертуючим.

Якщо сигнал подати на неінвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертуючий – ПЗЗ.

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це необхідно для забезпечення конкретних специфічних потреб розробників електронних пристроїв.

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих кіл наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики – $U_{vux} = f(U_{vx})$ зображені на рис. 6.48. Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення).

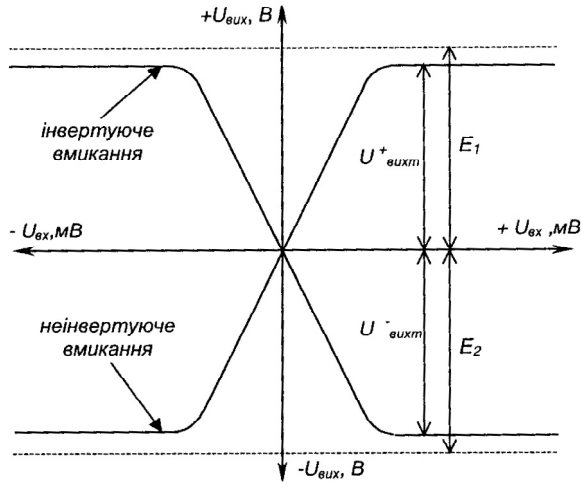


Рис. 6.48 – Передатні характеристики ОП

При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{вих.т}$ або $U^-_{вих.т}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Коефіцієнт підсилення визначається за скісними ділянками за формулою:

$$K_{ОП} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} . \quad (6.45)$$

Великі його значення дозволяють за умов охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів кола НЗЗ бо, як виходить із формули (6.34), при $K \rightarrow \infty$, $K_3 \rightarrow 1/\chi$ залежить лише від параметрів кола НЗЗ.

Стан за якого $U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$, називається балансом ОП. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (існує розбаланс).

Напруга $U_{зм 0}$, за якої $U_{вих} = 0$, має назву вхідної напруги зміщення нуля. Вона визначає напругу, яку необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

$$U_{зм 0} = \frac{\Delta U_{вих}}{K_{ОП}} . \quad (6.46)$$

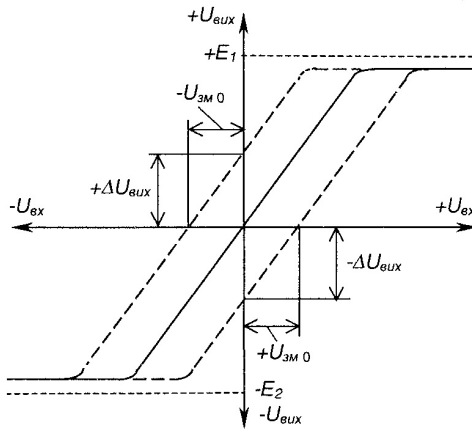


Рис. 6.49 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу

Корекція розбалансу виконується коригуючими колами або, за відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{зм 0}$ і протилежна за знаком.

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференційна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

За необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 6.50.

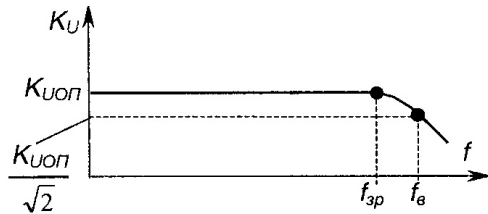


Рис. 6.50 – АЧХ операційного підсилювача

Вона має спадний характер за високих частот, починаючи від частоти зрізу f_{zp} .

f_e – верхня межа частотного діапазону. При цій частоті:

$$K_U = \frac{K_{UOP}}{\sqrt{2}} . \quad (6.48)$$

Діапазон частот $(0 \div f_e)$ має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{UOP} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{UOP} \rightarrow \infty$, $K_{вх\ ОП} \rightarrow \infty$, $K_{вих\ ОП} \rightarrow 0$ вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

6.11.2. Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач (необхідно розрізнити поняття "операційний підсилювач" і "підсилювач, виконаний на операційному

підсилювачі"), схему якого зображено на рис. 6.51, змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора R_{33} на інвертуючий вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника R_{33} , R_I . Неінвертуючий вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_I подається на інвертуючий вхід ОП.

Кола живлення і кола корекції нуля на рис. 6.51 не показані.

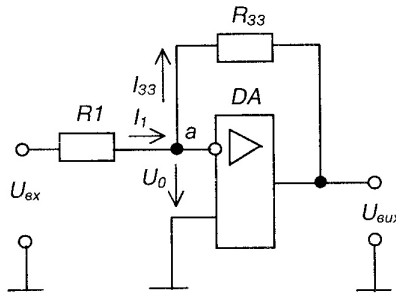


Рис. 6.51 – Інвертуючий підсилювач підсилювач на ОП

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- 1) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- 2) входи ОП струму не споживають ($R_{вх\ ОП} = \infty$);
- 3) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вих\ ОП} = 0$);
- 4) якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (в режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вх\ ОП} = U_0 = 0$.

Реально $U_{вх\ ОП} = U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати.

Дійсно, якщо, наприклад, $U_{вих ОП} = 10В$ (це майже відповідає насиченню), $K_{УОП} = 100000$, то $U_0 = 100$ мкВ!

Оскільки на неінвертуючий вхід подана напруга $U_H = 0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0 = 0$, то і потенціал інвертуючого входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_I – вхідний опір підсилювача дорівнює величині опору резистора R_{33} .

За першим законом Кірхгофа для вузла a маємо:

$$I_I = I_{33} . \quad (6.49)$$

Тобто,

$$\frac{U_{ex}}{R_I} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}} . \quad (6.50)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0 = 0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_I через резистор R_{33} . Тоді

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{ex}} = -\frac{R_{33}}{R_I} . \quad (6.51)$$

Отже, K_{U33} залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника НЗЗ. Знак « \leftarrow » вказує на інверсію вхідного сигналу. Вхідний опір схеми дорівнює величині R_I .

Якщо $R_{33} \gg R_I$, то $U_{вих} = -\frac{R_{33}}{R_I} U_{ex}$ – отримаємо інвертуючий масштабний підсилювач (з масштабним коефіцієнтом підсилення $K_{U33} = -R_{33} / R_I$).

При $R_{33} = R_I$, $K_{U33} = -1$ – схема набуває властивостей інвертуючого повторювача вхідної напруги (інвертор сигналу).

6.11.3. Неінвертуючий підсилювач

Неінвертуючий підсилювач, схему якого зображено на рис. 6.52, можна отримати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП.

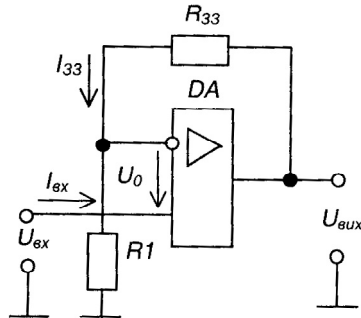


Рис. 6.52 – Неінвертуючий підсилювач на ОП

Тут $U_H = U_{\text{вх}}$, а вхідний струм $I_{\text{вх}} = 0$, тому що $R_{\text{вхОП}} = \infty$.

Оскільки $U_0 = 0$, то $U_{R1} = U_{\text{вх}}$, а $U_{\text{вх}} / R_1 = I_{33}$.

З іншого боку $I_{33} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33} + R_1}$.

Отже, $\frac{U_{\text{вих}}}{R_1} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33} + R_1}$, звідки $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1}\right)$ (6.52)

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{U_{33}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (6.53)$$

Якщо $R_{33} = 0$, а $R_1 \rightarrow \infty$ одержимо неінвертуючий повторювач, схему якого зображено на рис. 6.53.

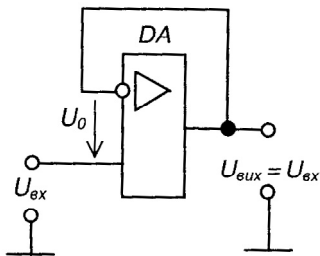


Рис. 6.53 – Повторювач напруги на ОП

Неінвертуючий та інвертуючий підсилювачі широко використовуються як високостабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертуючий має великий вхідний опір (теоретично – нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел із високим вихідним опором.

6.11.4. Перетворювач струму у напругу

Схему перетворювача струму у напругу, зображено на рис. 6.54, є варіантом схеми рис. 4.16 за умови, що $R_1 = 0$.

При цьому

$$I_{\text{вх}} = I_{33} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}, \quad (6.54)$$

звідки

$$U_{\text{вих}} = -I_{\text{вх}} R_{33}. \quad (6.55)$$

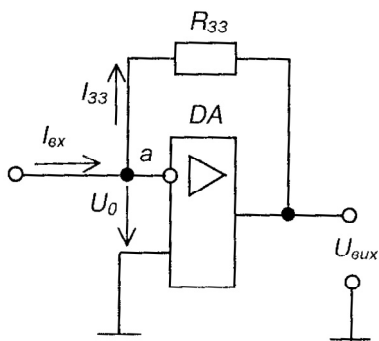


Рис. 6.54 – Перетворювач струму у напругу

Малі значення вхідного та вихідного опорів зазначеної схеми є її важливою перевагою при використанні як перетворювача струму джерела вхідного сигналу у напругу.

6.11.5. Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора зображена на рис. 6.55. Він виконаний за типом інвертуючого підсилювача з кількістю паралельних віток на вході, що дорівнює числу сигналів.

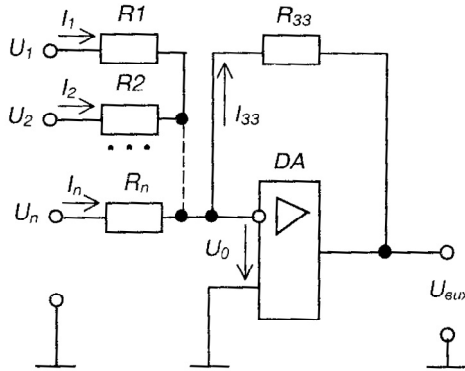


Рис. 6.55 – Інвертуючий суматор

Якщо опори всіх резисторів схеми однакові

$$R_{33} = R_1 = R_2 = \dots = R_n \ll R_{\text{вх}OP},$$

то за $I_{\text{вх}OP} = 0$ отримаємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n, \quad (6.56)$$

або

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n), \quad (6.57)$$

Останнє співвідношення показує рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків. Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних вітках.

$$U_{вих} = - \left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n \right). \quad (6.58)$$

Завдяки тому, що точка з'єднання резисторів має нульовий потенціал ("віртуальний нуль"), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг.

6.11.6. Неінвертуючий суматор

Неінвертуючий суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора та інвертора. Але на основі неінвертуючого підсилювача його можна створити значно простіше – як це показано на рис. 6.56.

За $U_0 = 0$ напруга на обох входах ОП однакова і становить:

$$U_{\pi} = \frac{U_{вих} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (6.59)$$

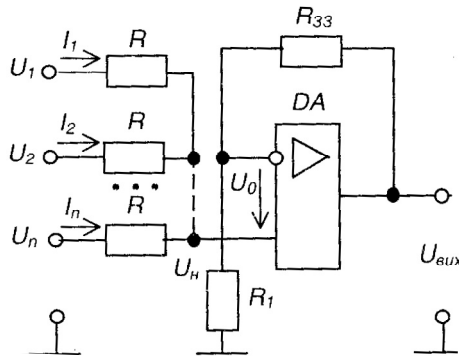


Рис. 6.56 – Неінвертуючий суматор

Оскільки струм неінвертуючого входу дорівнює нулю (тому що $R_{exOP} \rightarrow \infty$) отримаємо:

$$\frac{U_1 - U_n}{R} + \frac{U_2 - U_n}{R} + \dots + \frac{U_n - U_n}{R} = 0, \quad (6.60)$$

або
$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{\text{вих}}, \quad (6.61)$$

звідки
$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (6.62)$$

Задамо $\frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} = 1$, і тоді $U_{\text{вих}} = U_1 + U_2 + \dots + U_n$. (6.63)

Оскільки взаємний вплив джерел вхідних напруг в (6.63) не виключається, як це було для інвертуючого підсилювача, то джерела повинні мати якомога менші опори, або їх потрібно враховувати під час розрахунку.

6.11.7. Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

Схему інтегратора зображено на рис. 6.57. Вона створюється заміною в схемі інвертуючого підсилювача резистора зворотного зв'язку R_{33} конденсатором C .

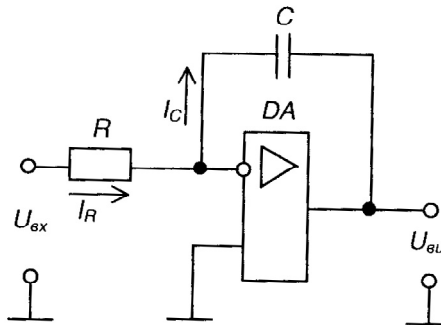


Рис. 6.57 – Інтегратор

Оскільки $R_{\text{вхОП}} = \infty$, отримаємо:

$$I_R = I_C \text{ і } \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, \text{ або } U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих0}}. \quad (6.64)$$

Як правило, за $t = 0$, $U_C = U_{\text{вих0}} = 0$, тому

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt, \quad (6.65)$$

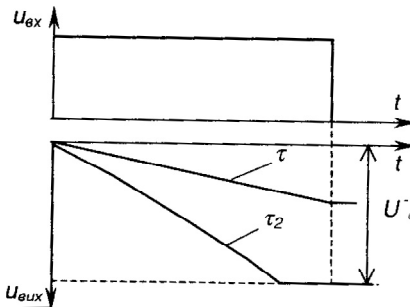
де $RC = \tau$ – стала часу.

Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1\text{с}$. За подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійне значення $U_{\text{вх}}/R$ (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно:

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} U_{\text{вх}} t.$$

Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

На рис. 6.58 зображені часові діаграми роботи інтегратора під час



подачі на його вхід постійної напруги. При τ_2 – параметри схеми вибрані невірно, тому що не забезпечується виконання інтегрування за весь час дії вхідного сигналу (ОП входить у режим насичення).

Рис. 6.58 – Часові діаграми роботи інтегратора

6.11.8. Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

Схему диференціатора наведено на рис. 6.59. Від схеми інтегратора (рис. 6.57) вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора. Тут

$$I_C = I_{33}; I_C = -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}; I_{33} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_{33}}; -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_{33}};$$

$$U_{\text{вх}} = -CR_{33} \frac{du_{\text{вх}}}{dt}; R_{33}C = \tau; U_{\text{вх}} = -\tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (6.66)$$

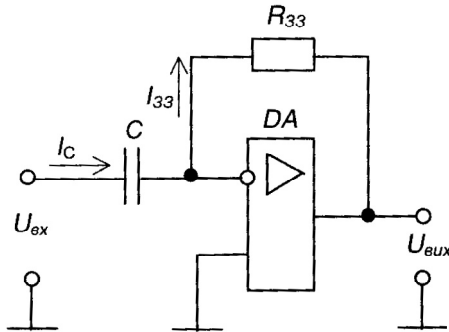


Рис. 6.59 – Диференціатор

Сталу часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання дотримувалась нерівність $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх} m}^-$.

6.11.9. Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схеми найпростішого компаратора зображена на рис. 6.60, а. Він виконує порівняння вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$ з опорною напругою $U_{\text{оп}}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 6.60, б.

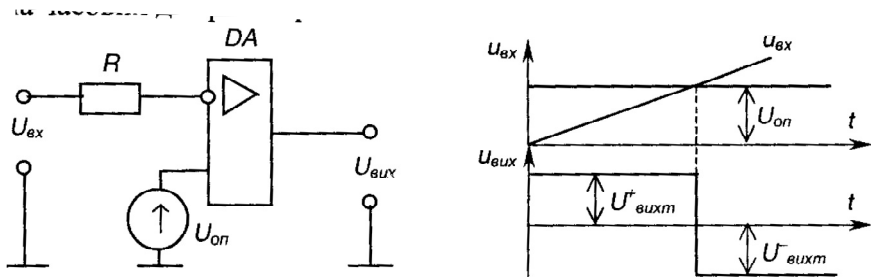


Рис. 6.60 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Коли $U_{оп} = 0$, маємо нуль-орган, що фіксує відхилення $U_{вх}$ від нульового значення.

Компаратор – це чи не єдине застосування ОП без зворотних зв'язків, коли безпосередньо використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертуючому вході більша, ніж на інвертуючому, і «-», коли навпаки.

Живлення ОП у даному випадку можна виконати і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

6.11.10. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням

Забезпечення підсилення сигналів змінного струму під час однополярного живлення ОП вирішується тими ж методами, що і у транзисторному підсилювачі класу A . А саме: введенням зміщення і розділяючих конденсаторів. Схема підсилювача наведена на рис. 6.61.

У цій схемі R_1, R_2 – дільник, що задає зміщення точки спокою, C_1, C_3 – розділяючі конденсатори. Дільник сигналу зворотного зв'язку R_3, R_4 забезпечує коефіцієнт підсилення у даному випадку $K_U = 101$. Конденсатор C_2 забезпечує роботу схеми за постійним струмом як

повторювача напруги, щоб виключити підсилення сигналу зміщення нуля.

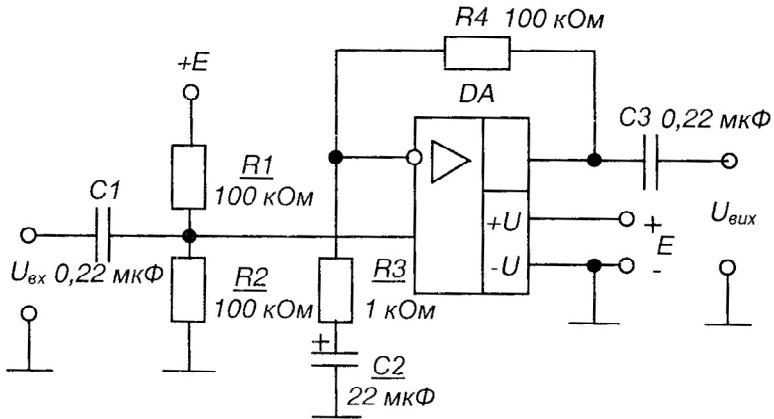


Рис. 6.61 – Підсилювач змінного струму з однополярним живленням

6.11.11. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП

Незважаючи на те, що є типи ОП з потужним виходом (з вихідним струмом до 5А), все ж основна їх кількість має малопотужний вихід (струм до 10мА). Збільшення вихідної потужності можна забезпечити, наприклад, за допомогою схеми, наведеної на рис. 6.62.

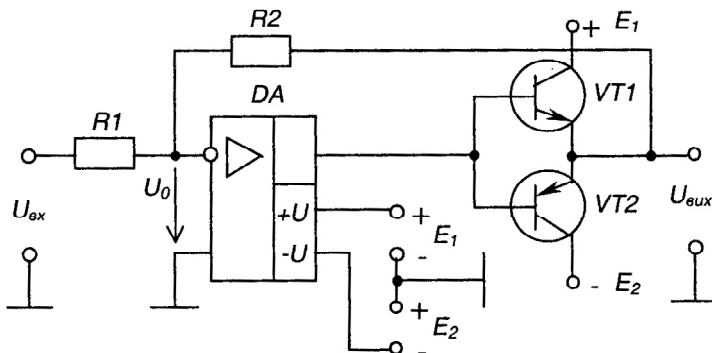


Рис. 6.62 – Потужний підсилювач на ОП

Тут для підсилення потужності застосовано найпростіший двотактний підсилювач на транзисторах різного типу провідності (див. рис. 3.38). Відомо, що останній працює в режимі класу B , для якого характерні значні нелінійні викривлення. Позбавитися їх дозволяє підключення резистора зворотного зв'язку не до виходу ОП, а до виходу підсилювача потужності. Тепер ОП, забезпечуючи рівність $U_0 = 0$, створює на своєму виході напругу, що компенсує падіння на базоемітерних переходах транзисторів. Таким чином отримуємо режим роботи класу AB без введення додаткових елементів.

6.11.12. Прецизійний випрямляч

Відомо, що для випрямлення сигналів змінного струму можна використати випрямні діоди (див. пп. 1). Але наявність падіння напруги на діоді до $1V$ під час протікання струму через нього призводить до того, що сигнали з напругою у десятки долі вольта взагалі не можуть бути випрямлені, а випрямлення сигналів у одиниці вольт супроводжується значною похибкою. Більше того, ця похибка залежить від змін температури. Отже, точний (прецизійний) випрямляч побудувати на діодах неможливо.

Але це можна зробити з використанням ОП. На рис. 6.63 наведено схему прецизійного однопівперіодного випрямляча.

Фактично це є повторювач для сигналів позитивної полярності. Як і у випадку потужного підсилювача, падіння напруги на діоді компенсується ОП.

Вихідний сигнал знімається з інвертуючого входу ОП.

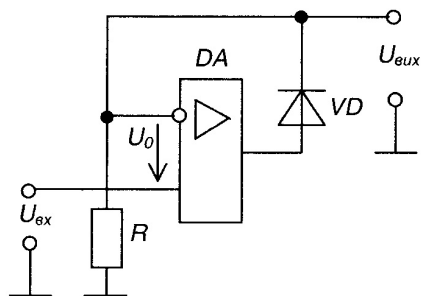


Рис. 6.63 – Прецизійний випрямляч

Для позитивної вхідної напруги, оскільки $U_0 = 0$, отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = U_I = U_H = U_{\text{вх}}.$$

За негативних значень $U_{\text{вх}}$ ОП знаходиться у режимі насичення, а на вихід пристрою через резистор R подається напруга $U_{\text{вих}} = 0$.

У кінці розділу слід зазначити, що у ньому розглянуто лише деякі з типових застосувань ОП. Існує величезна кількість схем і схематехнічних прийомів із використанням ОП. Проте маємо надію, що навички, здобуті під час вивчення цього розділу, дадуть Вам змогу розібратися зі специфікою побудови і роботи будь-яких електронних пристроїв на ОП.