

7.3.9. Диференціатор

Диференціатором, схема якого наведена на рис. 7.23, є підсилювач на ОП, на вході якого включений конденсатор C .

Знайдемо взаємозв'язок між вихідною та вхідною напругами.

Через віртуальну землю інвертуючого входу $U_i = 0$ вхідна напруга $U_{вх}$ цілком прикладена до конденсатора C , а

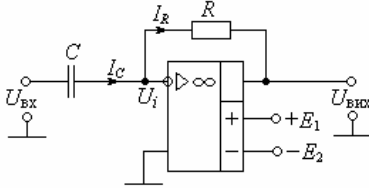


Рис. 7.23. Інвертуючий диференціатор

вихідна $U_{ввх}$ – до резистора R .

Тому

$$U_{ввх} = \frac{1}{C} \int I_C dt; \quad (7.60)$$

$$I_R = -\frac{U_{ввх}}{R}. \quad (7.61)$$

Ураховуючи рівність (7.56), після підставлення (7.61) у (7.60) та диференціювання знайденого співвідношення, маємо

$$U_{ввх} = -RC \frac{dU_{ввх}}{dt}, \quad (7.62)$$

тобто вихідна напруга пропорційна похідній від $U_{вх}$.

Щодо використання диференціатора, то одним із багатьох прикладів є формувач напруги прямокутної форми з трикутної (рис. 7.24).

Інтегратор також є фільтром верхніх частот. Ці приклади не обмежують використання диференціатора.

7.3.10. Логарифматори

Логарифматором, схема якого наведена на рис. 7.25, є підсилювач на ОП, в колі ЗЗ якого включений діод VD .

Знайдемо взаємозв'язок між вихідною та вхідною напругами.

Через віртуальну землю інвертуючого входу ($U_i = 0$) вхідна напруга $U_{вх}$ цілком прикладена до резистора R і тому його струм становить

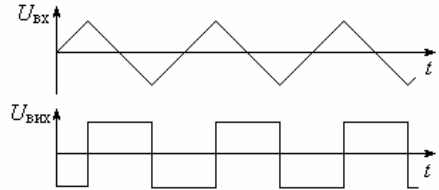


Рис. 7.24. Часова діаграма роботи інвертуючого диференціатора

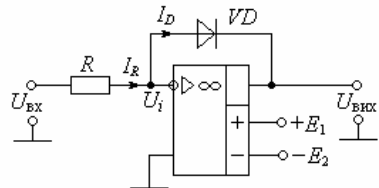


Рис. 7.25. Логарифматор на діоді

$$I_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R}. \quad (7.63)$$

Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ повністю прикладена до діода VD і тому його струм визначається рівнянням ВАХ:

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{U_{\text{вих}}}{\Phi_T}\right), \quad (7.64)$$

де I_0 – зворотний струм діода;

Φ_T – температурний потенціал ($\Phi_T = 300 \text{ К} = 26 \text{ мВ}$).

Логарифмуючи (7.64), одержуємо

$$\ln I_D = \ln I_0 + \frac{U_{\text{вих}}}{\Phi_T}, \quad (7.65)$$

звідки маємо

$$U_{\text{вих}} = -\Phi_T (\ln I_D - \ln I_0). \quad (7.66)$$

Через високий опір саме входу ОП маємо рівність

$$I_R = I_D. \quad (7.67)$$

З формул (7.65), (7.66), (7.67) знаходимо вихідну напругу логарифматора

$$U_{\text{вих}} = -\Phi_T \left(\ln \frac{U_{\text{вх}}}{R} - \ln I_0 \right), \quad (7.68)$$

тобто, вихідна напруга пропорційна логарифму напруги вхідної.

Для поширення діапазону вхідних напруг можна замість діода включити транзистор зі спільною базою (рис. 7.26).

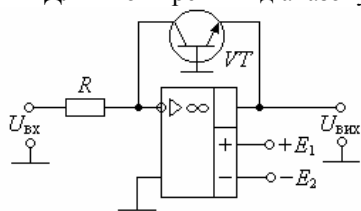


Рис. 7.26. Логарифматор на транзисторі

Вихідна напруга цієї схеми становить

$$U_{\text{вих}} = -\Phi_T \left(\ln \frac{U_{\text{вх}}}{R} - \ln I_{E0} \right), \quad (7.69)$$

де I_{E0} – зворотний струм емітерного переходу транзистора VT .

Обидві схеми (рис. 7.25 та рис. 7.26) діють наступним чином.

Коефіцієнт підсилення в обох схемах становить

$$K_U = \left| \frac{R_V}{R} \right|. \quad (7.70)$$

При малих сигналах $U_{\text{вх}}$ вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ невелика, через що діод VD (рис. 7.25) або транзистор VT (рис. 7.26) відкриті слабо і тому їхній опір R_V великий

$$R_V \gg R, \quad (7.71)$$

через що K_U (7.70) для слабких сигналів теж великий. Тому слабкі сигнали потрапляють до виходу з високим підсиленням.

Підвищення $U_{вх}$ збільшує вихідну напругу $U_{вих}$, яка сильніше відкриває діод чи транзистор, зменшуючи їхній опір R_V , через що коефіцієнт підсилення (7.70) зменшується.

Отже, малі вхідні сигнали передаються до виходу з великим коефіцієнтом підсилення, а великі сигнали підсилюються менше (рис. 7.27).

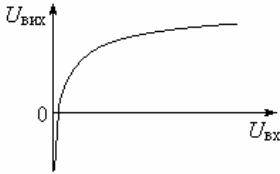


Рис. 7.27. Амплітудна характеристика логарифматора

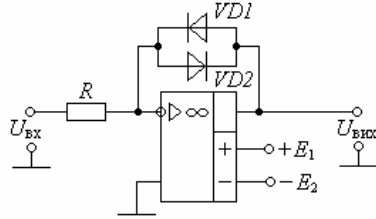


Рис. 7.28. Двополярний логарифматор

Слід мати на увазі те, що розглянуті схеми логарифматорів гідні для вхідних сигналів лише однієї полярності, зокрема, позитивної. Для негативної полярності $U_{вх}$ треба в схемі (рис. 7.25) переполіусувати включення діода, а в схемі (рис. 7.26) включити транзистор типу $p-n-p$.

Для логарифмування двополярних сигналів треба в коло 33 включити зустрічно-паралельне з'єднання діодів (рис. 7.28).

7.3.11. Антилогарифматори

Антилогарифматор призначений експандувати сигнали, тобто збільшувати коефіцієнт підсилення при зростанні вхідної напруги (рис. 7.29). Це можна здійснити, якщо в схемі логарифматора (рис. 7.25, 7.26) поміняти місцями резистор R та діод (транзистор).

Знайдемо залежність між $U_{вих}$ та $U_{вх}$ антилогарифматора, схема якого наведена на рис. 7.30.

Зважаючи на рівність $I_R = I_D$, визначимо ці струми через $U_{вх}$ та $U_{вих}$ відповідно:

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right); \quad (7.72)$$

$$I_R = -\frac{U_{вих}}{R}. \quad (7.73)$$

Прирівнюючи (7.72) та (7.73), одержуємо співвідношення

$$U_{вих} = -I_0 R \exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right), \quad (7.74)$$

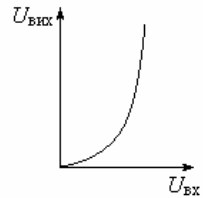


Рис. 7.29. Амплітудна характеристика антилогарифматора

з якого випливає, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ залежить від вхідної $U_{\text{вх}}$ експоненціально, тобто, чим вища вхідна напруга, тим більше вона підсилюється.

Антилогарифматор діє наступним чином.

При малих $U_{\text{вх}}$ діод (транзистор) відкритий слабо і тому опір вхідного кола R_V великий, через що коефіцієнт підсилення

$$K_U = \left| \frac{R}{R_V} \right| \quad (7.75)$$

малий.

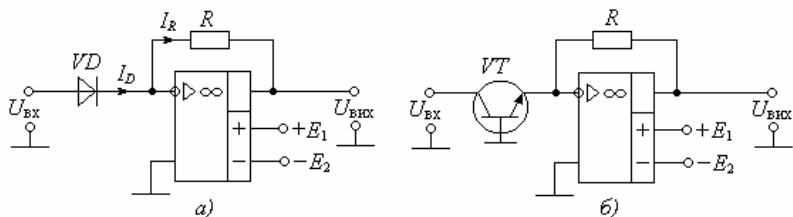


Рис. 7.30. Антилогарифматор: а – на діоді; б – на транзисторі

З підвищенням $U_{\text{вх}}$ діод (транзистор) відкривається сильніше і тому опір вхідного кола R_V зменшується, через що K_U зростає.

Отже, чим більше вхідна напруга, тим вище коефіцієнт підсилення. Так здійснюється антилогарифмування.

7.3.12. Перемножувач напруг

Щоб *перемножити* напруги $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$, треба скласти їхні логарифми

$$\ln(U_{\text{вх1}} * U_{\text{вх2}}) = \ln U_{\text{вх1}} + \ln U_{\text{вх2}}, \quad (7.76)$$

а потім результат антилогарифмувати.

Схема, яка реалізує цей алгоритм, наведена на рис. 7.31.

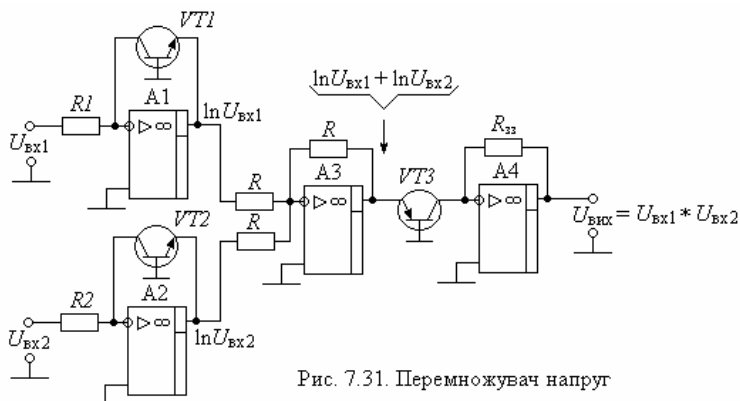


Рис. 7.31. Перемножувач напруг

Тут каскади А1 та А2 логарифмують вхідні напруги $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$, які треба перемножити. Каскад А3 складає $\ln U_{\text{вх1}}$ та $\ln U_{\text{вх2}}$, а кінцевий каскад А4 здійснює антилогарифмування суми ($\ln U_{\text{вх1}} + \ln U_{\text{вх2}}$), на виході якого маємо

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{I_{03} R_{33}} U_{\text{вх1}} * U_{\text{вх2}}, \quad (7.77)$$

де I_{03} – зворотний струм емітерного переходу $VT3$.

Якщо виконати умову

$$I_{03} R_{33} = 1, \quad (7.78)$$

то з (7.77) за умови (7.78) одержуємо

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх1}} * U_{\text{вх2}}. \quad (7.79)$$

Отже, вихідна напруга є добутком вхідних напруг $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$.

7.3.13. Дільник напруг

Ділення напруг $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$ одна на одну можна виконати, якщо замість складання логарифмів (7.76) здійснити їхнє віднімання

$$\ln \frac{U_{\text{вх1}}}{U_{\text{вх2}}} = \ln U_{\text{вх1}} - \ln U_{\text{вх2}}. \quad (7.80)$$

Тоді в схемі (рис. 7.31) замість суматора має бути віднімач А3 (рис. 7.32). Решта каскадів мають те ж саме призначення, що й в схемі (рис. 7.31).

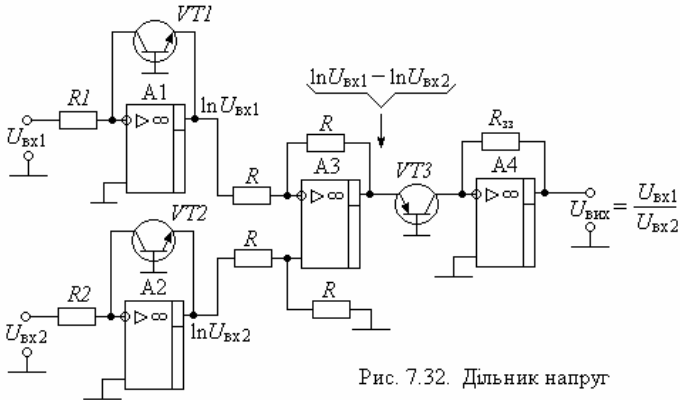


Рис. 7.32. Дільник напруг

Вихідна напруга є відношенням

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх1}}}{U_{\text{вх2}}} I_{33} R_{33}, \quad (7.81)$$

якщо здійснити умову

$$I_{03} R_{33} = 1, \quad (7.82)$$

де I_{03} – зворотний струм емітерного переходу $VT3$, то з (7.81) за умови (7.82) одержуємо

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх1}}}{U_{\text{вх2}}} \quad (7.83)$$

Отже, вихідна напруга є результатом ділення одна на одну вхідних напруг.

7.3.14. Обмежувачі рівнів

Обмежувачі рівнів бувають двох типів: обмежувач зверху та обмежувач знизу.

Амплітудна характеристика ідеального обмежувача зверху наведена на рис. 7.33.

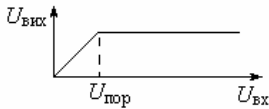


Рис. 7.33. Амплітудна характеристика обмежувача зверху

Звідси видно, що до порогової напруги ($U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}$) вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ має копіювати $U_{\text{вх}}$ без будь-яких спотворень, а після порогу ($U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$) має бути обмеженою і залишатись незмінною при збільшенні $U_{\text{вх}}$.

Зіставляючи амплітудні характеристики обмежувача зверху (рис. 7.33) та логарифматора (рис. 7.27), переконуємось у тому, що логарифматор (рис. 7.25, 7.26) може бути обмежувачем малих рівнів зверху з вихідною напругою $U_{\text{вих}} < 0,7$ В.

Одержання ж великих вихідних напруг можна досягти, якщо замість діода (рис. 7.25) в колі ЗЗ включити стабілітрони (рис. 7.34), напруга стабілізації $U_{\text{ст}}$ яких є порогом обмеження.

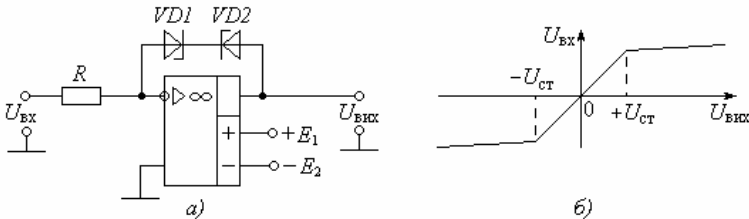


Рис. 7.34. Симетричний обмежувач великих напруг:
а – схема; б – амплітудна характеристика

Цей обмежувач діє наступним чином.

За будь-якої полярності $U_{\text{вих}}$ один із стабілітронів $VD1$ або $VD2$ обов'язково знаходиться під зворотною напругою. Тому доки $U_{\text{вих}}$ не перевищить напругу стабілізації $|U_{\text{вих}}| < |U_{\text{ст}}|$, коло ЗЗ практично розірване. Його опір R_V великий і тому коефіцієнт підсилення

$$K_U = \left| \frac{R_V}{R} \right| \quad (7.84)$$

теж великий, через що обмеження немає.

Коли ж $|U_{\text{вих}}| > |U_{\text{ст}}|$, то або $VD1$, або $VD2$ пробивається. Надлишок $|U_{\text{вих}}| - |U_{\text{ст}}|$, за винятком падіння прямої напруги на одному зі стабілітронів, надходить до інвертуючого входу, створюючи майже 100-відсотковий зворотний зв'язок. Тому коефіцієнт підсилення дуже малий і вихідна напруга не перевищує величини

$$|U_{\text{вих}}| = |U_{\text{ст}}| + U_{\text{пр}}, \quad (7.85)$$

тобто є обмеженою зверху. Тут $U_{\text{пр}}$ – падіння прямої напруги на одному зі стабілітронів.

Таким чином, вибираючи тип стабілітронів, тобто $U_{\text{ст}}$, можна одержувати різні пороги обмеження зверху. Обмежувач зверху має вихідну напругу в межах

$$0 < |U_{\text{вих}}| < |U_{\text{ст}} + U_{\text{пр}}|. \quad (7.86)$$

Щодо застосування обмеження зверху, то воно є дійовим засобом у боротьбі з деякими завадами (рис. 7.35).

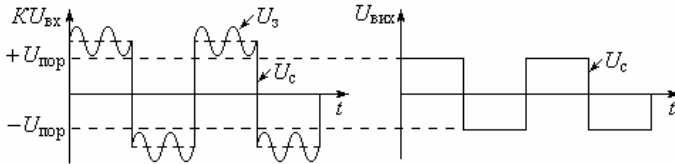


Рис. 7.35. Придушення завад обмеженням зверху

Підсилена напруга $KU_{\text{вх}}$ містить сигнал U_c та заваду $U_3 < U_c$. Якщо $KU_{\text{вх}}$ перевищує поріг обмеження ($KU_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$), то завада U_3 буде придушеною і вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ містить чистий сигнал U_c без завади.

З рис. 7.35 випливає важливий для практики висновок:
у будь-якому каскаді, який має обмеження зверху, слабкий сигнал придушується сильним.

Щодо обмеження знизу, то його можна здійснити, якщо в схемі (рис. 7.34,а) поміняти місцями стабілітрони та резистор (рис. 7.36).

Цей обмежувач працює наступним чином.

За малих вхідних напруг $|U_{\text{вх}}| < |U_{\text{ст}}|$ жоден зі стабілітронів $VD1$; $VD2$ не пробитий і тому $U_{\text{вх}}$ не передається до інвертуючого входу, через що $U_{\text{вих}} = 0$.

Коли ж сигнал зросте до $|U_{\text{вх}}| > |U_{\text{ст}}|$, то або $VD1$, або $VD2$ пробивається і різниця $|U_{\text{вх}}| - |U_{\text{ст}}|$ підсилюється. Так, до виходу передаються тільки великі сигнали, тобто здійснюється обмеження знизу.

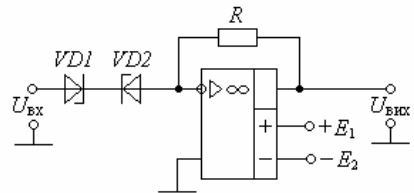


Рис. 7.36. Симетричний обмежувач знизу

Часова діаграма роботи обмежувача зверху (див. рис. 7.34) при $|U_{ст1}| > |U_{ст2}|$ наведена на рис. 7.37,а, а знизу (див. рис. 7.36) – на рис. 7.37,б.

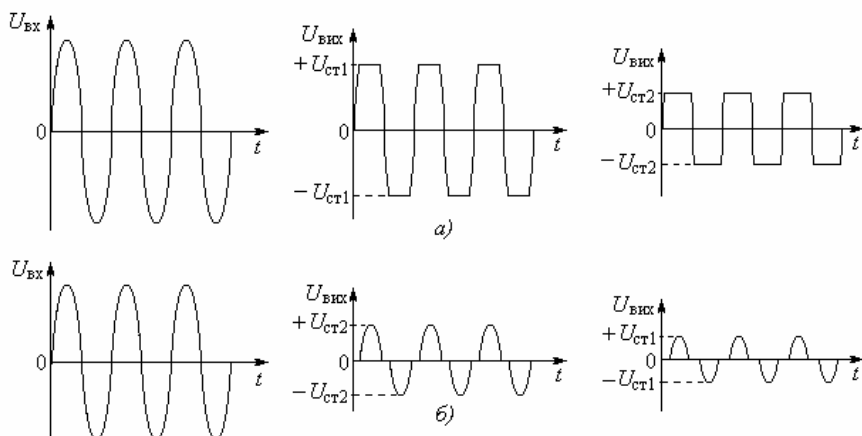


Рис. 7.37. Часові діаграми роботи обмежувачів: а – зверху, б – знизу

7.3.15. Прецизійний випрямляч

Прецизійний випрямляч, який ще називається *схемою одержання абсолютної величини*, забезпечує, як і діодний випрямляч, випрямлення вхідної напруги, але без її втрати, яка дорівнює прямій напрузі на діоді ($U_{пр} \approx 0,7 \text{ В}$).

Якщо діодний випрямляч виробляє вихідну напругу, меншу на $U_{пр} = 0,7 \text{ В}$, то випрямляч на ОП може працювати навіть у мілівольтовому діапазоні без втрати вхідної напруги.

На рис. 7.38 наведена амплітудна характеристика прецизійного випрямляча, а на рис. 7.39 – часова діаграма його роботи.

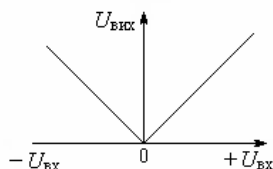


Рис. 7.38. Амплітудна характеристика прецизійного випрямляча

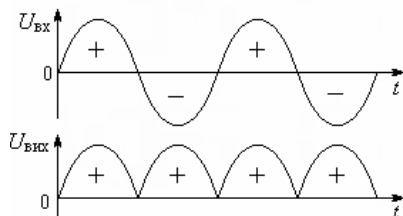


Рис. 7.39. Часова діаграма роботи прецизійного випрямляча

Із цих рисунків видно, що тривалість напівхвилі випрямленої напруги дорівнює точно півперіоду, тобто ніякої втрати вхідної напруги немає.

Схема прецизійного випрямляча наведена на рис. 7.40, звідки видно, що вона містить операційні підсилювачі $A1$ і $A2$. На $A1$ створений саме випрямляч, а на $A2$ – аналоговий двополярний суматор.

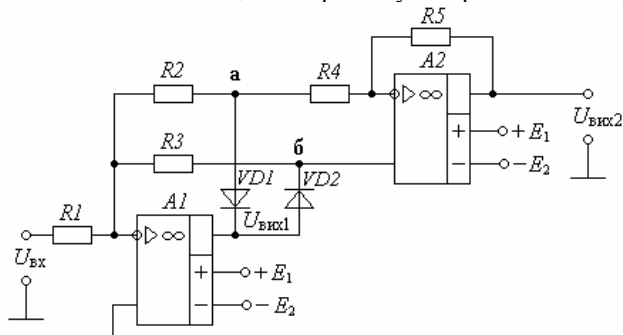


Рис. 7.40. Прецизійний випрямляч

Випрямляч $A1$ є інвертуючим підсилювачем з різнополярним зворотним зв'язком: для позитивної вхідної напівхвилі зворотний зв'язок здійснюють $VD1$ та $R2$, а для негативної – $VD2$ та $R3$.

Якщо, наприклад, $R_1 = R_2 = R_3$, то випрямляч $A1$ повторює амплітуду вхідної напруги: $U_{\text{мвих1}} = U_{\text{мвх}}$.

Прецизійний випрямляч діє наступним чином.

За позитивної вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ вихідна напруга $U_{\text{вих1}}$ негативна. Тому діод $VD2$ закритий і потенціал точки $б$ дорівнює нулю, а $VD1$ відкритий і потенціал точки $а$ негативний. Він після інверсії в $A2$ дає позитивну напругу $U_{\text{вих2}}$.

Негативна ж напруга $U_{\text{вх}}$ забезпечує $U_{\text{вих1}} > 0$. Тому діод $VD1$ закритий і потенціал точки $а$ дорівнює нулю, а $VD2$ відкритий і потенціал точки $б$ позитивний. Він, прикладаючись до неінвертуючого входу, дає на виході $A2$ також позитивну напругу $U_{\text{вих2}}$.

Отже, за будь-якої полярності $U_{\text{вх}}$ вихідна напруга $U_{\text{вих2}}$ завжди позитивна (рис. 7.39), тобто є випрямленою. Для зміни полярності випрямленої напруги треба переполюсувати включення діодів $VD1$ та $VD2$.

Щодо прецизійності, то вона пояснюється наступним.

За малих вхідних напруг $U_{\text{вх}}$ вихідної напруги $U_{\text{вих1}}$ недостатньо для відкриття діодів $VD1$ та $VD2$, через що зворотного зв'язку немає. Тому коефіцієнт підсилення великий і малі вхідні напруги не втрачаються. Так здійснюється випрямлення малих напруг.

Коли ж вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ збільшиться, то вихідна напруга $U_{\text{вих1}}$ зростає через підсилення до такої величини, що відкриває діоди $VD1$ або $VD2$. Після відкриття $VD1$ або $VD2$ виникає від'ємний зворотний зв'язок і рівень $U_{\text{вих1}}$ повторює $U_{\text{вх}}$.

Так здійснюється випрямлення вхідної напруги, яка починається практично з нуля.

Слід зауважити, що прецизійний випрямляч є малопотужним пристроєм і використовуватися для живлення потужних навантажень не може.

7.3.16. Вимірювальні підсилювачі

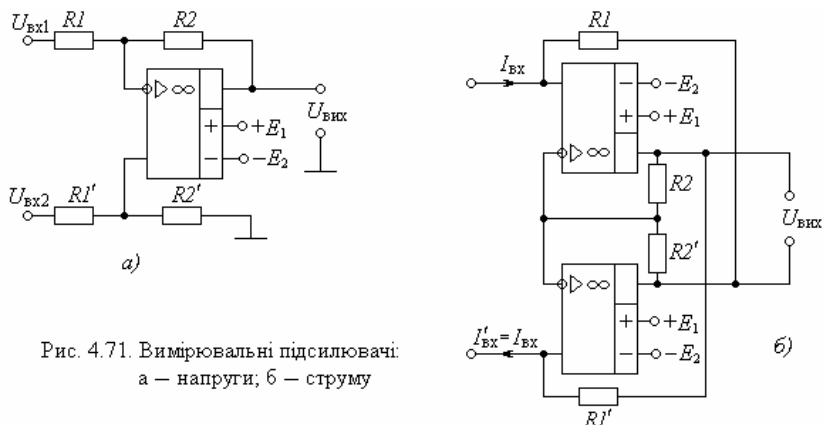


Рис. 4.71. Вимірювальні підсилювачі:
а – напруги; б – струму

Вимірювальний підсилювач напруги, схема якого наведена на рис. 7.41,а підсилює різницю напруг ($U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$). Тому синфазні частини $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$ придушуються, через що підсилювач чутливий до малих різниць напруг на фоні великих синфазних сигналів і має коефіцієнт підсилення

$$K = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (7.87)$$

при $R_1 = R_1'$ та $R_2 = R_2'$.

До виходу передаються лише протифазні частини вхідних напруг $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$, які створюють вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}). \quad (7.88)$$

Щодо вимірювального підсилювача струму, то його схема наведена на рис. 7.41,б. Він перетворює вхідний струм $I_{\text{вх}}$ на вихідну напругу $U_{\text{вих}}$. Основною перевагою цього підсилювача є нехтовно малий вхідний опір, який наближається до нуля. Це дає можливість здійснювати перетворення на напругу суми вхідних струмів. Вихідна напруга дорівнює $U_{\text{вих}} = 2I_{\text{вх}} R_1$ при $R_1 = R_1'$ та $R_2 = R_2'$.

Одним з багатьох прикладів застосування вимірювального підсилювача напруги є підсилення сигналів мостових схем (рис. 7.42). Джерелом сигналів $U_{\text{вх1}} = U_1$ та $U_{\text{вх2}} = U_1 + \Delta U$ є міст на резисторах R .

Схема діє наступним чином.

Сигнали

$$U_{\text{вх1}} = U_1$$

та

$$U_{\text{вх}2} = U_1 + \Delta U \quad (7.89)$$

надходять відповідно до інвертуючого та неінвертуючого входів ОП.

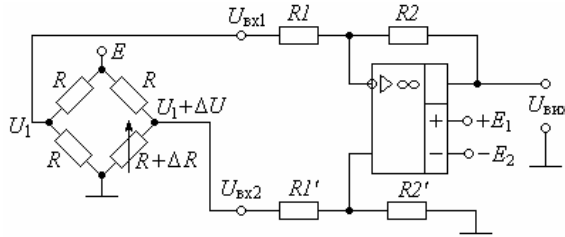


Рис. 7.42. Вимірювальний підсилювач сигналів мостової схеми

Підстановка $U_{\text{вх}1}$ та $U_{\text{вх}2}$ у (7.88) дає

$$U_{\text{вих}} = -K \Delta U. \quad (7.90)$$

З формул (7.89) та (7.90) випливає, що синфазні напруги U_1 придушуються, завдяки різнойменним входам ОП, і на його виході залишається тільки напруга $U_{\text{вих}} = -K \Delta U$, яка зумовлена сигналом ΔU .

Таким чином, вимірювальний підсилювач сприймає тільки приріст ΔU вхідних сигналів, придушуючи синфазні напруги U_1 . Тому чутливість вимірювальних підсилювачів дуже велика.

7.3.17. Джерела струму

Усі каскади на ОП, які розглядалися раніше, є *джерелами напруги*.

Однак поруч з ними виникають потреби в джерелах струму. Так, наприклад, інформаційно-вимірювальна техніка передбачає стандартизоване передавання сигналів не напругою, а струмом, де логічний нуль передається струмом 4 мА, логічна одиниця – струмом 16 мА. Це зумовлене підвищеною заводостійкістю струмових систем передавання, сутність якої наступна.

На рис. 7.43 наведені схеми передавання сигналів напругою (рис. 7.43,а) та струмом (рис. 7.43,б). В обох випадках в лінії передавання діє напруга завади U_3 .

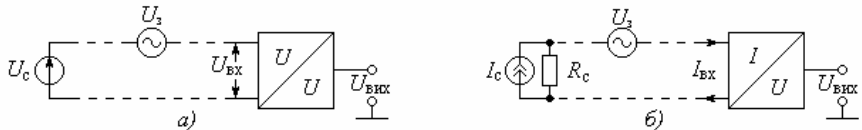


Рис. 7.43. Передача сигналів: а – напругою; б – струмом

Зіставимо завадостійкість цих систем, для чого знайдемо напруги завад U_3 на входах приймачів напруги U/U та струму I/U .

Для обох схем напруга завади на вході визначиться як

$$U_{\text{вх}3} = U_3 \frac{R_{\text{вх}}}{R_c + R_{\text{вх}}}, \quad (7.91)$$

де R_c – внутрішній опір джерела сигналу;

$R_{\text{вх}}$ – вхідний опір приймача напруги або струму.

Для приймача напруги (рис. 7.43,а)

$$R_c = 0. \quad (7.92)$$

Із формул (7.91) та (7.92) випливає, що $U_{\text{вх}3} = U_3$, тобто напруга завади цілком потрапляє до входу приймача напруги.

Аналогічним чином визначимо напругу завади на вході приймача струму (рис. 7.43,б), для якого завжди

$$R_{\text{вх}} = 0. \quad (7.93)$$

З формул (7.91) та (7.93) випливає, що $U_{\text{вх}3} = 0$, тобто напруга завади цілком падає на внутрішньому опорі R_c джерела струму і до входу приймача струму не потрапляє.

Тут слід звернути особливу увагу на те, що навіть при збіганні частот I_c та U_3 на вході приймача струму завади також не буде.

Таким чином, приходимо до висновку, що системи передавання сигналів струмом мають завадостійкість набагато вищу, ніж системи передавання напругою.

Щодо реалізації системи, то приймачем струму I/U може бути базовий каскад (див. рис. 7.13), а схеми джерел струму наведені на рис. 7.44.

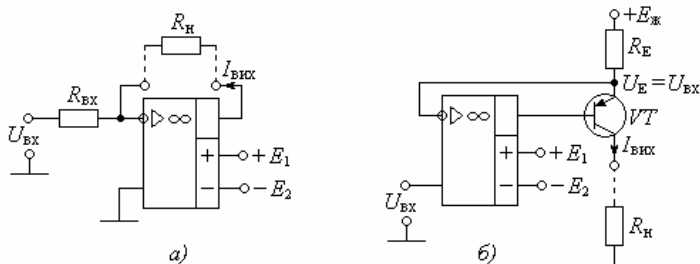


Рис. 7.44. Джерела струму: а – з плаваючим навантаженням, б – із заземленим навантаженням

Малопотужне джерело струму з так званим плаваючим навантаженням наведене на рис. 7.44,а. Воно є інвертуючим підсилювачем, у коло зворотного зв'язку якого включений опір навантаження R_n . Вихідний струм визначається як

$$I_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \quad (7.94)$$

і не залежить від $R_{\text{н}}$, якщо падіння напруги на опорі навантаження не перевищує напруги живлення:

$$I_{\text{вих}} R_{\text{н}} < |E_1| + |E_2|. \quad (7.95)$$

Перевагою схеми (рис. 7.44,а) є її простота, а недоліками – порівняно малий вихідний струм (не більш допустимого для ОП) та вихід без спільної “землі”.

Обидва ці недоліки усунені в схемі (рис. 7.44,б). Тут “земля” є спільною і до неї одним полюсом підключається $R_{\text{н}}$. Вихідний струм набагато більший через включення транзистора VT за схемою зі спільним емітером, яка підсилює струм.

Схема (рис. 7.44,б) діє наступним чином.

Від’ємний ЗЗ, як завжди, вирівнює потенціали інвертуючого та неінвертуючого входів ОП. Тому $U_E = U_{\text{вх}}$ і вихідний струм, як струм колектора, становить

$$I_{\text{вих}} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{вх}}}{R_E}. \quad (7.96)$$

При цьому сумарне падіння напруг має бути менше за напругу живлення:

$$I_{\text{вих}} R_E + I_{\text{вих}} R_{\text{н}} < E_{\text{ж}}. \quad (7.97)$$

Отже, вибираючи опір резистора R_E , можна одержувати будь-який вихідний струм у межах допустимого для транзистора VT .

7.3.18. Формувачі рівнів

Формувачі рівнів призначені для перетворення аналогових сигналів у дискретні.

На рис. 7.45 наведена діаграма роботи формувача рівнів. З діаграми видно, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ устанавлюється лише тоді, коли вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$ перевищує за модулем поріг $+U_{\text{пор}}$ або $-U_{\text{пор}}$.

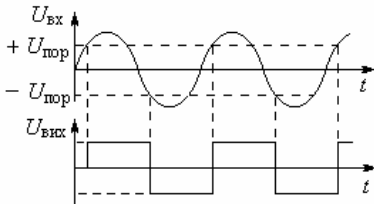


Рис. 7.45. Діаграма роботи формувача рівнів

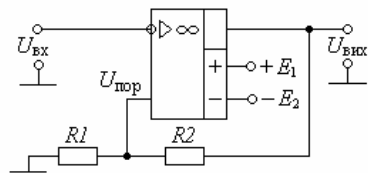


Рис. 7.46. Формувач рівнів

Так з аналогової напруги $U_{\text{вх}}$ формується дискретний сигнал $U_{\text{вих}}$.

Формувачем рівнів може бути операційний підсилювач, який охопленний додатним зворотним зв'язком через подільник R_2 , R_1 напруги $U_{\text{вих}}$ (рис. 7.46). Цей формувач відомий під назвою *тригера Шмітта*.

Вихідна напруга подільника R_2 , R_1 становить

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{вих}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (7.98)$$

Формувач рівнів діє наступним чином.

Він може знаходитися лише в одному зі станів: вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ (рис. 7.47) може дорівнювати або високому рівню $U_{\text{в}}$, або низькому $U_{\text{н}}$.

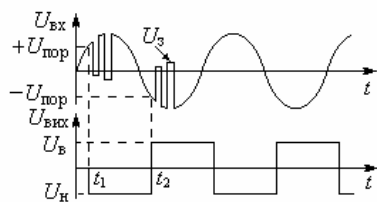


Рис. 7.47. Придушення завад формувачем рівнів

При $U_{\text{вих}} > +U_{\text{пор}}$, завдяки інвертуючому входу, вихідна напруга дорівнює низькому рівню $U_{\text{н}}$ (момент t_1) і через подільник установлює поріг $-U_{\text{пор}}$.

Стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{н}}$ зберігається до того, коли вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ стане нижче $-U_{\text{пор}}$ (момент t_2).

Через $U_{\text{вих}} < U_{\text{пор}}$ на виході формувача установлюється високий рівень $U_{\text{вих}} = U_{\text{в}}$, внаслідок чого поріг теж високий $+U_{\text{пор}}$ і т.д.

Крім формування дискретного сигналу, формувач рівнів є ефективним засобом боротьби з завадами, амплітуда яких не перевищує $2U_{\text{пор}}$.

Дійсно, після моменту спрацьовування формувача t_1 завада U_3 не сприймається, якщо вона не досягає протилежного порогу $-U_{\text{пор}}$. Також не діє U_3 після t_2 , бо не досягає протилежного порогу $+U_{\text{пор}}$.

7.3.19. Мультивібратор на ОП

Недоліками симетричного мультивібратора на транзисторах (див. розд. 6) є складність та небезпека жорсткого режиму самозбудження.

Ці недоліки усунені в мультивібраторі на операційному підсилювачі.

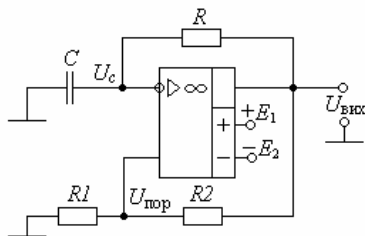


Рис. 7.48. Мультивібратор на операційному підсилювачі

Мультивібратор, схема якого наведена на (рис. 7.48), складається з тригера Шмітта на операційному підсилювачі та резисторах R_1 ; R_2 . Операційний підсилювач охопленний колом від'ємного зворотного зв'язку на базі фільтра нижніх частот R ; C .

Коло R ; C визначає частоту слідування генерованих імпульсів, а коло R_1 ; R_2 – поріг спрацьовування, який дорівнює

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{вих}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (7.99)$$

Самозбудження мультівібратора, як і будь-якого підсилювача починається з шумів.

Нехай напруга $U_{\text{пор}}$ через шуми зростає. Це зростання, підсилюючись, збільшує вихідну напругу $U_{\text{вих}}$, яка через подільник $R1; R2$ передається до неінвертуючого входу, знову підсилюється і т.д. На момент t_1 (рис. 7.49) на виході установиться напруга $+U_{\text{max}}$, декілька менша за напругу живлення $+E_1$.

Як тільки установилася вихідна напруга $+U_{\text{max}}$, з моменту t_1 починається зарядження конденсатора C .

Коли напруга на конденсаторі U_c в момент t_2 перевищить порогову напругу $+U_{\text{пор}}$, різниця потенціалів $U_c - U_{\text{пор}}$ стає позитивною і вихідна напруга, завдяки тригерним властивостям, стрибком спадає до $-U_{\text{max}}$. З цього моменту t_2 починається перезаряд конденсатора C від позитивної напруги $+U_{\text{пор}}$ до негативної $-U_{\text{пор}}$.

Як тільки в момент t_3 напруга U_c на конденсаторі спаде нижче $-U_{\text{пор}}$, різниця потенціалів $-U_c - (-U_{\text{пор}})$ стає негативною, через що $U_{\text{вих}}$ стрибком зростає до $+U_{\text{max}}$ і т.д.

Мультівібратор генерує прямокутні імпульси з частотою їх проходження

$$f = \frac{1}{2RC} \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (7.100)$$

7.3.20. Кола живлення каскадів на ОП

Кола живлення мають забезпечити подачу необхідних напруг E_1 та E_2 до входів живлення ОП. Операційні підсилювачі можуть живитися від двох окремих різнополярних джерел напруги (рис. 7.50) і від одного (рис. 7.51).

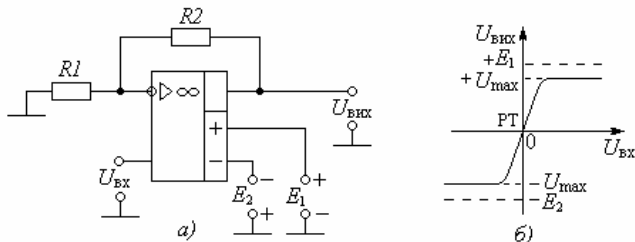


Рис. 7.50. Живлення ОП від двох джерел:
а – схема; б – амплітудна характеристика