

Лекція 9. Практичні схеми на операційних підсилювачах

9.1 Швидкодіючі компаратори

Це ОП з великою швидкодією, призначені спеціально для використання як компаратори. Одним з таких ОП є LM710. Вихідна напруга $U_{\text{ВИХ}} = +3,2 \text{ В}$ або $-0,5 \text{ В}$ при несиметричному живленні $-6 \text{ В} \dots +12 \text{ В}$, що дозволяє використовувати як навантаження компаратора цифрові мікросхеми ТТЛ логіки (максимальна вхідна напруга для ТТЛ мікросхем не повинна перевищувати 5 В). Час спрацьовування компаратора близько 40 нс проти $4000 \dots 8000 \text{ нс}$ у ОП загального застосування. Струми зсуву LM710 великі (близько 16 мкА), із-за малого часу спрацьовування. При таких струмах зсуву опір джерела сигналу не повинен бути великим (не більше 1 кОм).

9.2 Обмеження вихідної напруги

Як обмежувачі вихідної напруги часто використовують стабілітрони і діоди (рис. 9.1).

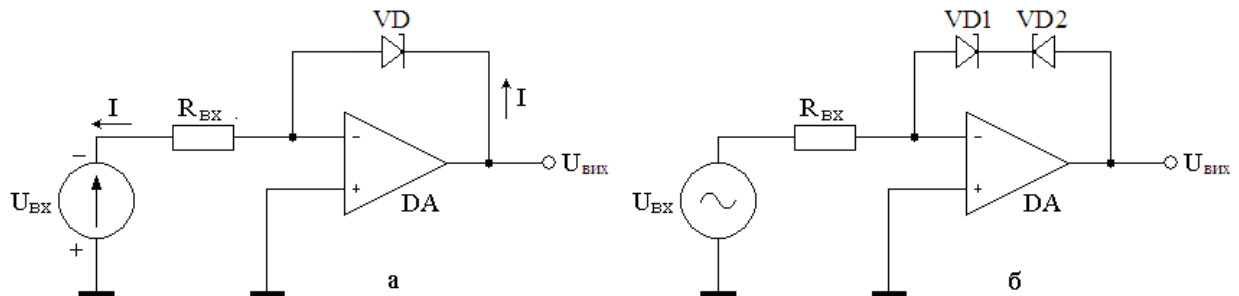


Рисунок 9.1 - Обмеження вихідної напруги компаратора: а – одностороннє; б – двостороннє

До входу (–) ОП (рис. 9.1 а) підключений негативний полюс джерела $U_{\text{ВХ}}$, отже, вихідна напруга позитивна і через стабілітрон протікає зворотний струм I , величина якого згідно правилам 1 і 2 рівна $I = U_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВХ}}$. Як опорна напруга вибраний потенціал землі. У випадку якщо полярність вхідної напруги зміниться на протилежну, то через стабілітрон протікає прямий струм і на ньому падає пряма напруга як на звичайному діоді (близько $0,6 \text{ В}$). Врахо-

вуючи, що в обох випадках ОП не виходить з лінійного режиму для вихідної напруги згідно правилу 1 можна записати

$$U_{ВИХ} = \begin{cases} U_{СТ}, & \text{якщо } U_{ВХ} \text{ ПОЗИТИВНО} \\ U_{ПР}, & \text{якщо } U_{ВХ} \text{ НЕГАТИВНО,} \end{cases}$$

де $U_{СТ}$ – напруга стабілізації стабілітрона (зворотна напруга); $U_{ПР}$ – пряма напруга на стабілітроні.

Часові діаграми, які пояснюють роботу схем (рис. 7.1) представлені на рисунку 9.2.

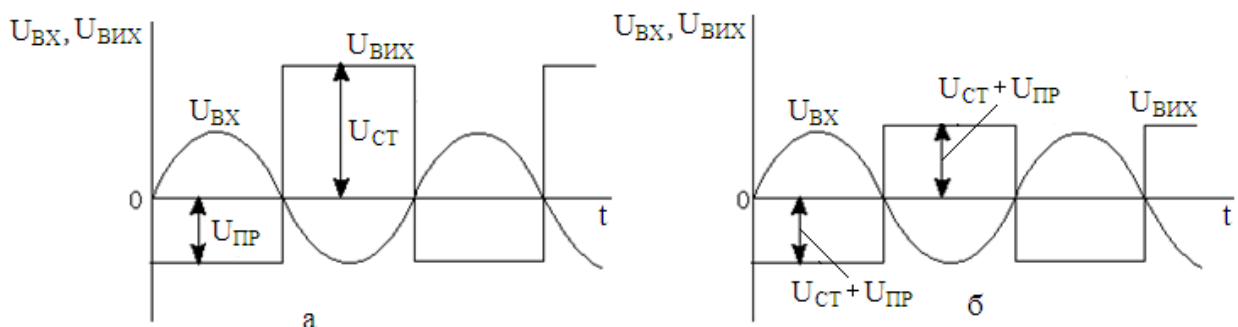


Рисунок 9.2 - Часові діаграми роботи компараторів: а – з одностороннім обмеженням; б – з двостороннім обмеженням

У схемі на рисунку 9.1 б в коло зворотного зв'язку включено два стабілітрони. У разі позитивної полярності $U_{ВХ}$ стабілітрон $VD1$ зміщений в прямому напрямі, а $VD2$ – у зворотному напрямі. Якщо $U_{ВХ}$ – негативна, то $VD1$ є зворотно зміщений, а $VD2$ – прямо зміщений. При будь-якій полярності $E_{ВХ}$ величина вихідної напруги однакова, але її полярність протилежна полярності вхідної напруги.

Використовуючи в схемах (рис. 9.1) різні комбінації стабілітронів або діодів можна задати необхідні межі зміни вихідної напруги як позитивної, так і негативної полярності для узгодження виходу компаратора з входом конкретного навантаження. Необхідною умовою є лише виконання вимоги $U_{ВХ.Н} < U_{НАС}$, де $U_{ВХ.Н}$ – вхідна напруга навантаження.

9.3 Інтегральні компаратори із змінною вихідною напругою

Це універсальні компаратори, які дозволяють без додаткових елементів в колі зворотного зв'язку забезпечувати необхідний рівень вихідної напруги. Одним з таких пристроїв є компаратор LM311 (LM111) (рис. 9.3).

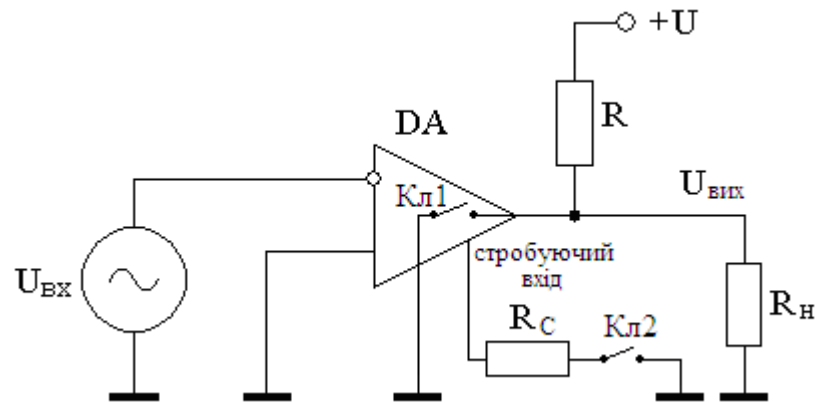


Рисунок 9.3 - Компаратор LM311 (LM111)

Вихідне коло компаратора є транзисторним ключем $K_{л1}$, стан якого визначається диференціальною напругою: $U_{д}$ позитивна – $K_{л1}$ розімкнений; $U_{д}$ негативна – $K_{л1}$ замкнений. Напруга $+U$ подається від додаткового джерела, наприклад, від дільника напруги джерела живлення. Його величина визначається навантаженням компаратора. Наприклад, якщо навантаженням є мікросхема ТТЛ логіки, то ця напруга рівна $+5$ В.

Наявність додаткового стробуючого входу дозволяє блокувати вихід компаратора. Якщо замкнути ключ $K_{л2}$, ключ $K_{л1}$ розмикається і залишається в такому положенні незалежно від $U_{д}$.

Роботу компаратора пояснює діаграма на рисунку 9.4.

При розімкненому ключі $K_{л2}$ (часовий інтервал $t_0 - t_5$) вихідну напругу приймає два значення: $U_{ВХ} = 0$ при позитивній полярності $U_{ВХ}$ ($t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$) і $U_{ВХ} = +U$ при $U_{ВХ}$ негативному ($t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$). Коли ключ $K_{л2}$ замкнений ($t_5 - t_9$), ключ $K_{л1}$ залишається розімкненим ($U_{ВХ} = +U$) як у разі позитивного ($t_5 - t_6$, $t_7 - t_8$), так і негативної ($t_6 - t_7$, $t_8 - t_9$) вхідної напруги.

Компаратори знаходять широке застосування в різних пристроях електроніки і автоматики.

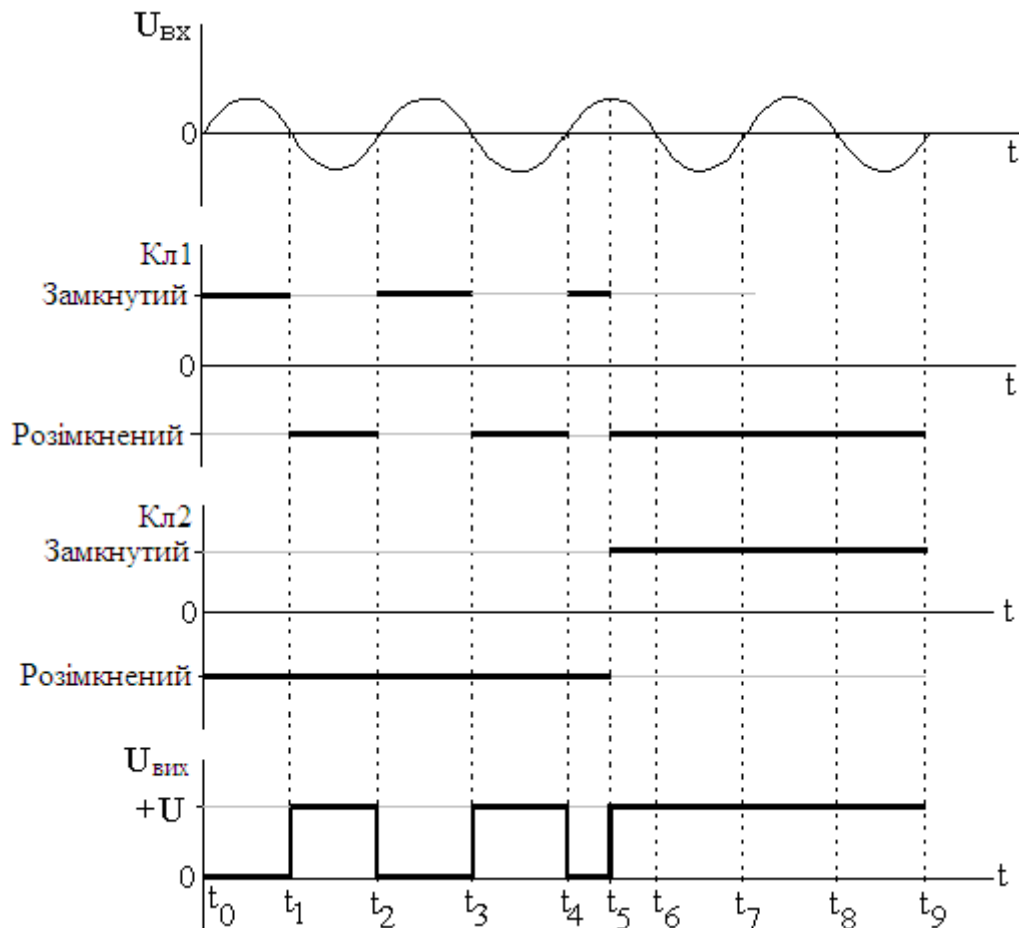


Рисунок 9.4 - Часові діаграми роботи компаратора LM311

Припустимо, що необхідно контролювати напругу живлення пристрою, зібраного на мікросхемах ТТЛ логіки. Ця напруга повинна бути рівною $5 \pm 0,5$ В. Оскільки напруга живлення порівнюється з двома рівнями 4,5 В і 5,5 В для побудови схеми контролю необхідно два інтегральних компаратора (наприклад LM311) (рис. 9.5).

У випадку, якщо напруга живлення $E_{\text{ЖИВ}}$ знаходиться в інтервалі від 4,5 В до 5,5 В вихідна напруга $U_{\text{ВИХ}}$ дорівнює $+U$, а напруга на схемі сигналізації $U_{\text{СС}}$ дорівнює нулю (рис. 9.6). Якщо $E_{\text{ЖИВ}}$ виходить за встановлений допуск, $U_{\text{ВИХ}} = 0$, схема сигналізації отримує живлення ($U_{\text{СС}} = +U$) і сигналізує про порушення живлення пристрою.

Якщо $E_{\text{ЖИВ}} = 5 \pm 0,5$ В (моменти часу $t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$) $U_{\text{ОП1}} > E_{\text{ЖИВ}} > U_{\text{ОП2}}$ ($U_{\text{ОП1}} = 5,5$ В і $U_{\text{ОП2}} = 4,5$ В) і на виході обох мікросхем DA1 і DA2 напруга рівна $+U$, а напруга на схемі сигналізації $U_{\text{СС}}$ рівна нулю.

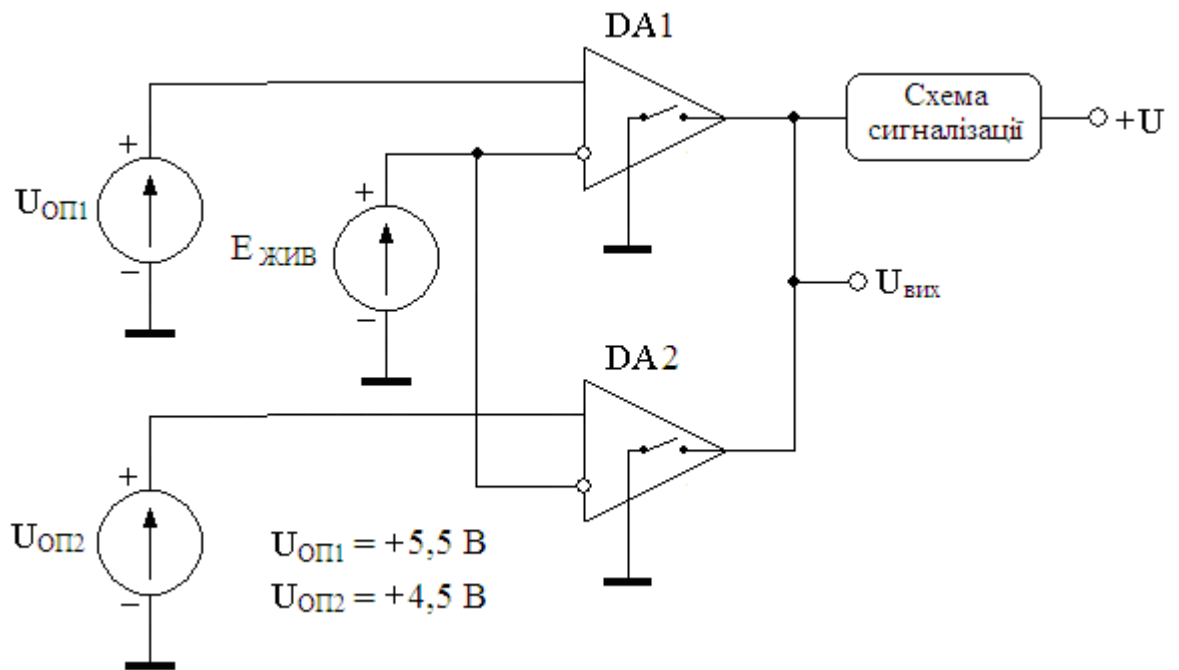


Рисунок 9.5 - Схема контролю напруги живлення

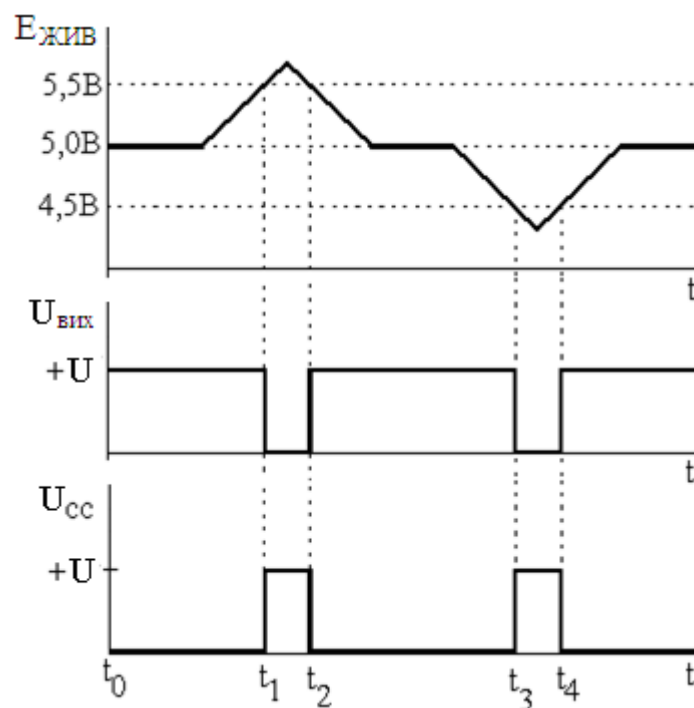


Рисунок 9.6 - Часові діаграми роботи пристрою контролю напруги живлення

Коли $E_{\text{ЖИВ}} > U_{\text{ОП1}}$ ($t_1 - t_2$) диференціальна вхідна напруга $DA1$ негативна і її вихідна напруга дорівнює потенціалу землі ($U_{\text{ВИХ}} = 0$). Схема сигналізації отримує живлення ($U_{\text{СС}} = +U$).

У випадку якщо $E_{\text{ЖИВ}} < U_{\text{ОП2}} (t_3 - t_4)$ диференціальна вхідна напруга $DA2$ негативна, $U_{\text{ВИХ}} = 0$, $U_{\text{СС}} = +U$.

Розглянутий пристрій контролю напруги живлення реалізує логічну функцію «АБО»: схема сигналізації включається або у разі коли $E_{\text{ЖИВ}} > U_{\text{ОП1}}$, або якщо $E_{\text{ЖИВ}} < U_{\text{ОП2}}$.

9.4 Керовані підсилювачі

У різних електронних пристроях широко застосовуються керовані підсилювачі, коефіцієнтом передачі яких можна управляти аналоговою напругою або цифровими сигналами. Підсилювачі з цифровим керуванням зазвичай застосовуються в системах з мікропроцесорним керуванням. Керовані напругою підсилювачі (КНП) часто використовуються в системах як самостійні вузли, а також як складові частини інших функціональних блоків, наприклад, в схемах генераторів і підсилювачів з автоматичним регулюванням посилення (АРП).

Схема простого КНП представлена на рисунку 9.7. Регулювання посилення в даному неінвертуючому підсилювачі здійснюється введенням в схему опору з електронним керуванням. Як такий опір виступає польовий транзистор.

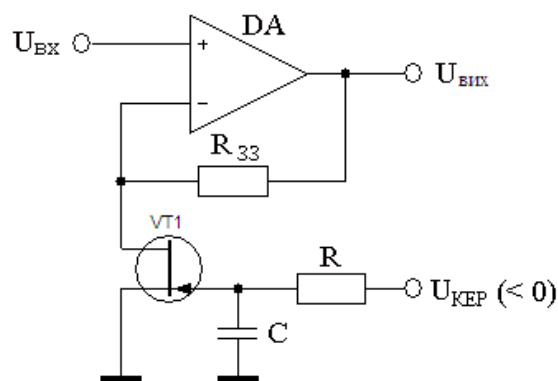


Рисунок 9.7 - Регулювання посилення за допомогою польового транзистора

При змінах керуючої напруги $U_{\text{КЕР}}$ опір каналу між витокком і стоком змінюється. Коефіцієнт передачі напруги є функцією керуючої напруги:

$$K = f(U_{\text{КЕР}}).$$

При використанні як змінний опір польового транзистора регулювальна характеристика виявляється нелінійною.

Для поліпшення характеристик КНП необхідно: забезпечити роботу транзистора на лінійній ділянці характеристики стік-витік; вибрати польовий транзистор з максимальною напругою відсічення і найбільш стабільними параметрами.

Промисловістю випускаються інтегральні КНП, наприклад, мікросхеми LM3340 із смугою пропускання до 1 МГц і діапазоном керування посилення від +13 дБ до -90 дБ (рис. 9.8).

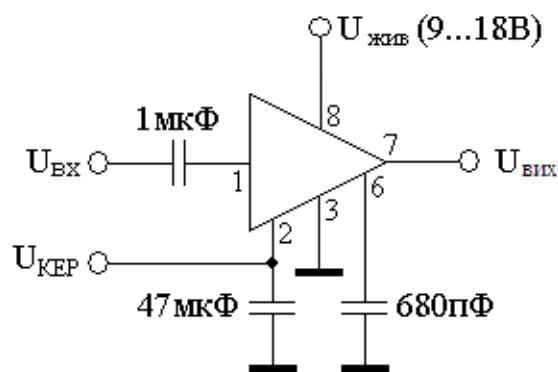


Рисунок 9.8 - Типовая схема включения КНП LM3340

Підсилювач з цифровим керуванням містить крім ОП один або декілька аналогових ключів і додаткові резистори (рис. 9.9). Керування коефіцієнтом посилення здійснюється за рахунок зміни результуючого опору зворотного зв'язку, який може приймати наступні значення:

R ₃₃₄	R ₃₃₃	R ₃₃₂	R ₃₃₁
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

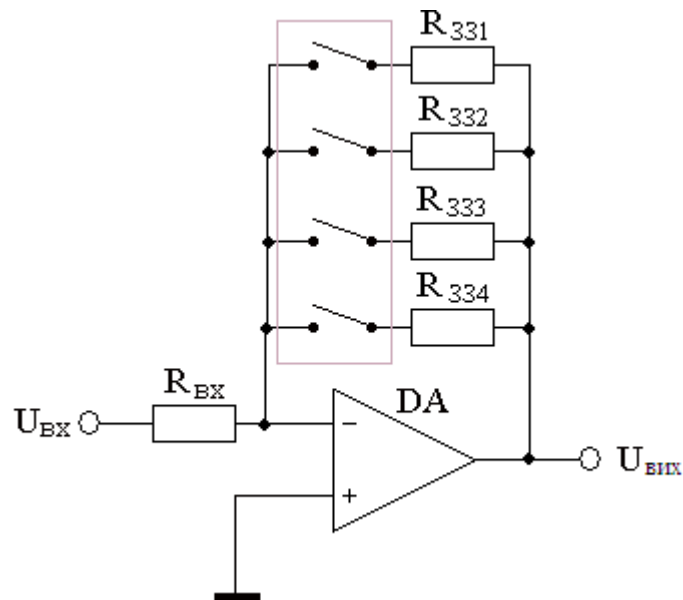


Рисунок 9.8 - Підсилювач з цифровим керуванням

Керування електронними ключами цифрове.

Для підсилювача (рис. 9.8) може бути задане п'ятнадцять дискретних значень коефіцієнта посилення. У разі потреби крок квантування можна зменшити, ввівши додаткові резистори зворотного зв'язку і ключі.

У подібних схемах слід мати на увазі неідеальність електронних ключів, виконаних на транзисторах, тобто враховувати, що послідовно з кожним резистором зворотного зв'язку включається опір замкнутого ключа $r_{\text{ВКЛ}}$ (у схемі $r_{\text{ВКЛ}} \approx 30 \text{ Ом}$).

Не слід вважати, що в підсилювачах з цифровим управлінням доступно тільки чітко виражена дискретна зміна величини коефіцієнта передачі напруги. Застосування цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП) дозволяє будувати схеми, в яких зміна коефіцієнта посилення може проводитися як дуже плавно (аналогічно підсилювачам на рисунках 9.7 і 9.8), так і дискретно (аналогічно рисунку 9.9).

9.5 Перетворювачі струму в напругу і напруги в струм

Вхідні і вихідні каскади більшості електронних пристроїв є джерелами або приймачами напруги. Проте у цілому ряді випадків перевага віддається струмовим сигналам. Струмові сигнали використовуються в довгих лініях

зв'язку розподілених систем управління технологічними процесами, оскільки цей спосіб забезпечує хороший захист від перешкод, а опори кабелю і контактних з'єднань практично не впливають на якість передачі сигналу. Із струмовим вхідним сигналом доводиться мати справу, наприклад, у фототранзисторній схемі для вимірювання освітленості, при вимірюванні струму, споживаного навантаженням і так далі. Струмовими навантаженнями є широко використовувані стрілочні вимірювальні прилади магнітоелектричної системи.

Перетворювачі струму в напругу (ПСН) і напруги в струм (ПНС) використовуються в різних електронних пристроях і системах, зокрема, для узгодження каскадів, які працюють з потенційними і струмовими сигналами.

9.5.1 Перетворювачі струму в напругу

Найпростіший ПСН представлений на рисунку 9.9.

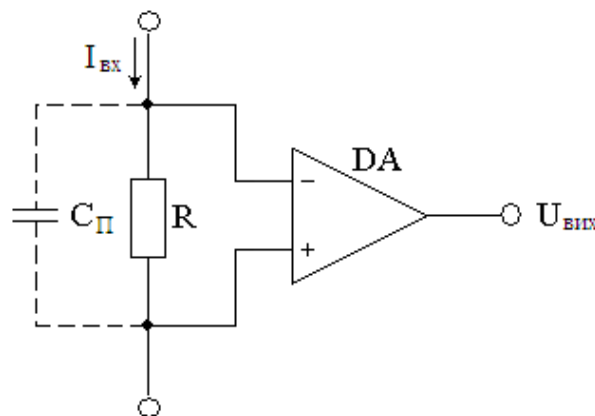


Рисунок 9.9 – Простіший ПСН

Як датчик вимірюваного струму використовується зразковий резистор R , падіння напруги на якому $I_{ВХ}R$ є вхідним сигналом для підсилювача напруги. Вимірювані струми $I_{ВХ}$ повинні бути порядку декілька десятків або, в крайньому випадку, одиниці мікроампер. При вимірюванні струмів меншої величини потрібні високоомні резистори (які генерують значний шум) і малешумливі підсилювачі з малими струмами зсуву. Для змінного струму необхідно також враховувати вплив паразитної ємності $C_{П}$, яка зменшує смугу пропускання. Частота зрізу $f_c = \frac{1}{2\pi RC_{П}}$.

Для вимірювання малих струмів може використовуватися схема на рисунку 9.10. Нижня межа I_{BX} складає доли пікоампер. Згідно правилам 1 і 2 весь вхідний струм протікає через R_{33} і $U_{ВИХ} = R_{33} \cdot I_{BX}$.

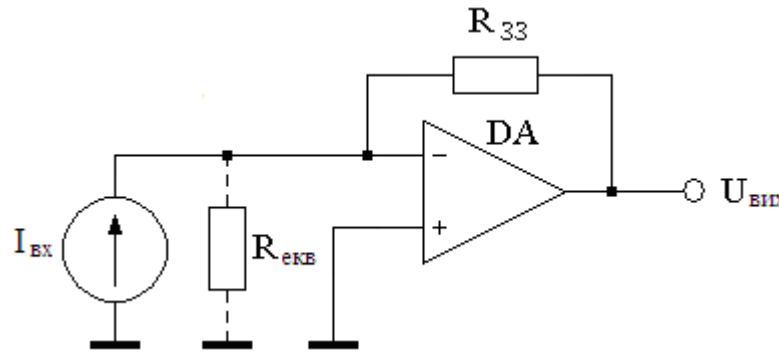


Рисунок 9.10 – ПСН для малих струмів

Коефіцієнт перетворення:

$$K_I = \frac{U_{ВИХ}}{I_{BX}} = \frac{-R_{33}}{1 + \frac{R_{EKB} + R_{33}}{K \cdot R_{EKB}}} \approx -R_{33},$$

де K – коефіцієнт посилення по напрузі розімкненого ОП; R_{EKB} – еквівалентний опір між входом (–) і землею, який включає опір джерела струму і диференціальний вхідний опір ОП.

Вхідний опір:

$$R_{BX} = \frac{R_{33} \cdot R_{EKB}}{R_{33} + (K + 1) \cdot R_{EKB}}.$$

Враховуючи, що $K \cdot R_{EKB} \gg R_{33}$ можна записати

$$R_{BX} \approx \frac{R_{33}}{1 + K}.$$

Вихідна напруга зсуву:

$$U_{ЗСУВУ.ВИХ} = U_{ЗСУВУ.ВХ} + I_{ЗСУВУ} R_{33},$$

де $U_{ЗСУВУ.ВХ}$ – вхідна напруга зрушення; $I_{ЗСУВУ}$ – вхідний струм зсуву.

Мінімальне значення вимірюваного струму визначається $U_{ЗСУВУ.ВХ}$, $I_{ЗСУВУ}$ і їх дрейфами. Тому з метою поліпшення метрологічних характеристик ПСН рекомендується наступне.

1. При входних струмах менше 1 мкА бажано використовувати ОП з польовими входними транзисторами, які мають дуже малі входні струми.
2. Необхідно забезпечувати виконання умови $R_{\text{ЕКВ}} \gg R_{33}$, оскільки $U_{3\text{СУВУ.ВХ}}$ посилюється схемою в $R_{33}/R_{\text{ЕКВ}}$ разів.
3. Погрішність, обумовлену $I_{3\text{СУВУ}}$, можна значно зменшити, заземливши вхід (+) не безпосередньо, а через резистор, рівний R_{33} .
4. Дрейф $U_{3\text{СУВУ.ВХ}}$ і $I_{3\text{СУВУ}}$ викликається зміною температури. Тому доцільне вживання заходів по зменшенню нагріву ОП в схемі ПСН.
5. У схемі ПСН краще використовувати прецизійні високостабільні резистори.

9.5.2 Перетворювачі напруги в струм

У ряді випадків виникає необхідність управляти струмом навантаження за допомогою входної напруги. При цьому зміну напруги на навантаженні і коливання її опору не повинні порушувати однозначності залежності

$$I_{\text{Н}} = f(U_{\text{ВХ}}).$$

Прості ПНС для незаземленого (плаваючого) навантаження приведені на рисунку 9.11.

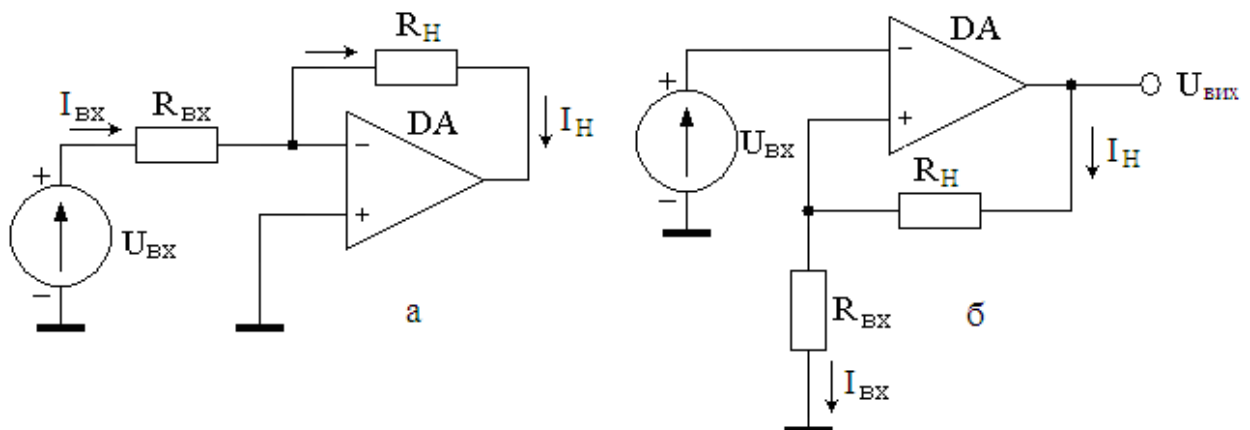


Рисунок 9.11 - ПНС з плаваючим навантаженням: а – з інвертуючим підсилювачем; б – з неінвертуючим підсилювачем

Згідно правилам 1 і 2 ($I_{\text{Н}} = -U_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВХ}}$) для схеми на рисунку 7.11 а і ($I_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВХ}}$) (рис. 7.11 б). Входний опір для інвертуючого перетворювача рів-

ний $R_{ВХ}$, для неінвертуючого – $R_{ВХ.СИНФ}$, де $R_{ВХ.СИНФ}$ – вхідний опір ОП для синфазного сигналу.

Максимальний вихідний струм обмежується максимальною вихідною напругою ОП (напругою живлення) і опором навантаження R_H . Для схеми на рисунку 9.11 а ($I_{ВИХ.МАХ} = U_{НАС} / R_H$), для схеми на рисунку 9.11 б ($I_{ВИХ.МАХ} = U_{НАС} / (R_{ВХ} + R_H)$), де $U_{НАС}$ – вихідна напруга ОП в режимі насичення.

Збільшення струму навантаження може бути досягнуте застосуванням транзистора (рис. 9.12). Завдяки здатності транзистора підсилювати струм, I_H може бути в β раз більше максимального вихідного струму ОП ($I_H = \beta \cdot I_{ВИХ}$), де β – коефіцієнт передачі струму транзистора.

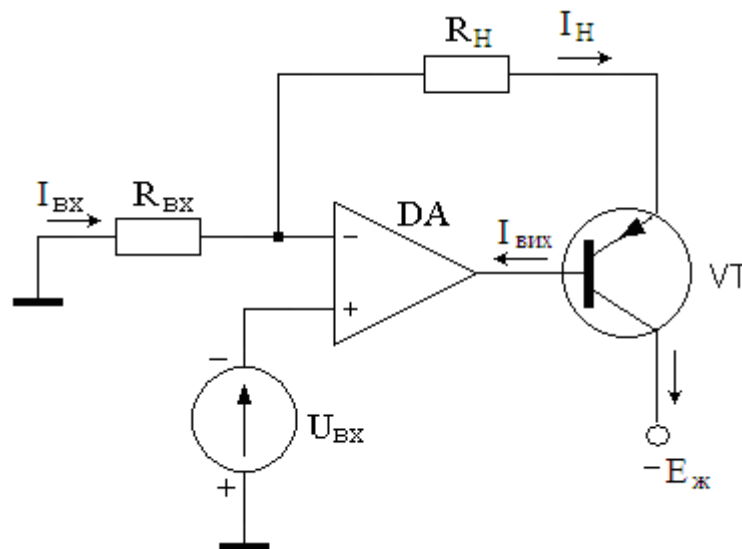


Рисунок 9.12 - ПНС з збільшеним струмом навантаження

Джерело струму (рис. 9.13) дозволяє вести управління різницею напруги ($U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$). Згідно правила 1, потенціал точки А рівний $U_{ВХ1}$, а потенціал точки Б – $U_{ВХ2}$. Таким чином через резистор R протікає струм рівний $((U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) / R)$. Відповідно до правила 2 весь цей струм протікає через навантаження, тому

$$I_H = \frac{1}{R} (U_{ВХ1} - U_{ВХ2})$$

У розглянутих схемах ПНС навантаження є плаваючим (незаземленим).

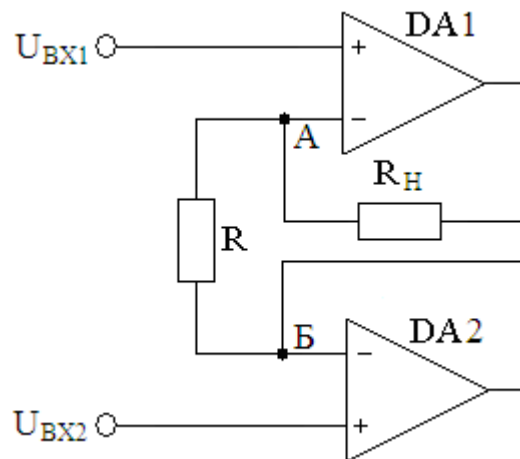


Рисунок 9.13 - ПНС с дифференциальным входом

У ряді випадків потрібно щоб один полюс навантаження був заземлений. Дві такі схеми для плаваючих джерел вхідного сигналу представлені на рисунку 9.14.

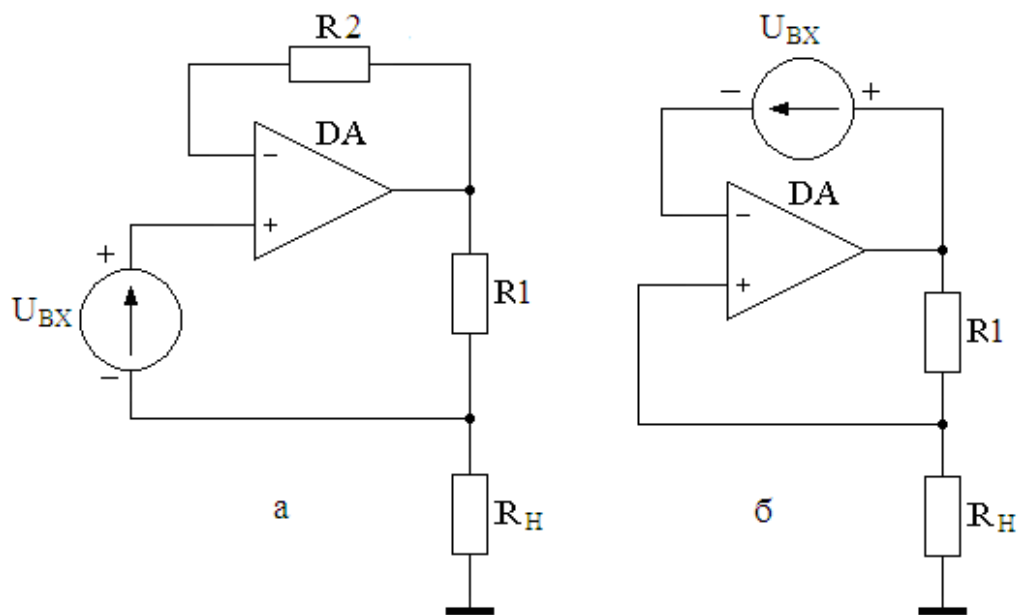


Рисунок 9.14 - ПНС з заземленим навантаженням: а – підключення джерела сигналу до входу (+); б – включення джерела сигналу в коло зворотного зв'язку

Згідно правилу 1 напруга на резисторі $R1$ рівна U_{BX} . Струм навантаження рівний $U_{BX} / R1$.

ПНС на рисунку 9.15 працює на заземлене навантаження і з заземленим джерелом вхідного сигналу.

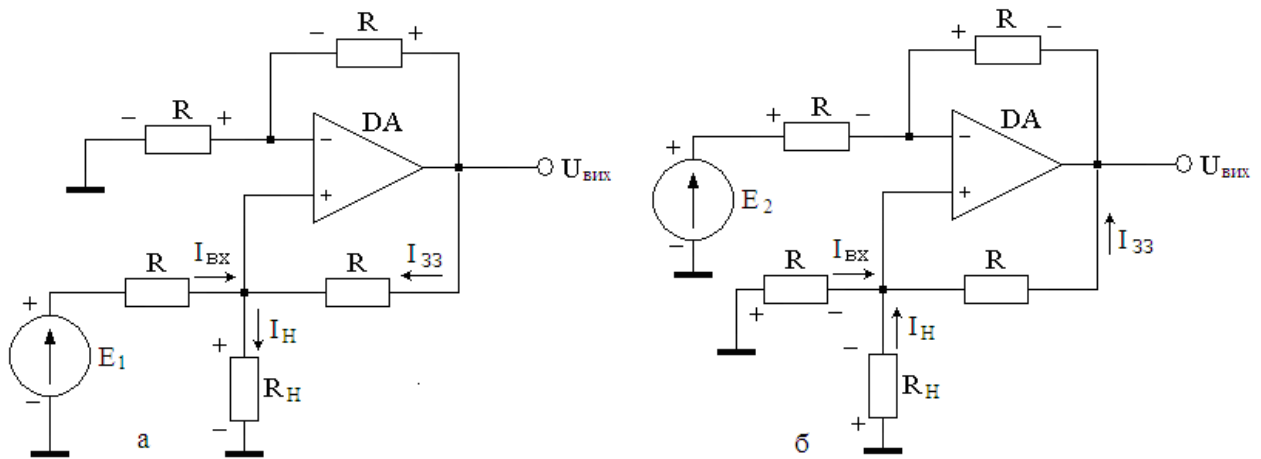


Рисунок 9.15 - ПНС із заземленим навантаженням і джерелом сигналу:
а – керований з боку входу (+); б – керований з боку входу (-)

Розглянемо схему (рис. 9.15 а). Вихідна напруга ділиться навпіл між верхніми по схемі резисторами R . Згідно правилу 1 потенціали обох входів ОП рівні $U_{\text{ВИХ}} / 2$. Отже, напруга на навантаженні також рівна $U_{\text{ВИХ}} / 2$. Струм навантаження рівний:

$$I_{\text{Н}} = I_{\text{ВХ}} + I_{\text{ЗЗ}} = \frac{E_1 - U_{\text{Н}}}{R} + \frac{U_{\text{ВИХ}} - U_{\text{Н}}}{R}.$$

Або враховуючи, що ($U_{\text{ВИХ}} = 2U_{\text{Н}}$) остаточно маємо ($I_{\text{Н}} = E_1 / R$). Тобто струм навантаження прямо пропорційний управляючій напрузі E_1 . Всі чотири резистори схеми повинні бути узгоджені (допуск 0,5...1%).

Аналогічну залежність від E_2 має струм навантаження в схемі (рис. 9.15 б). Враховуючи, що полярність $U_{\text{ВИХ}}$ протилежна E_2 напруга на кожному з верхніх по схемі резисторах дорівнює ($U_{\text{R}} = (E_2 + U_{\text{ВИХ}}) / 2$) (рис. 9.16).

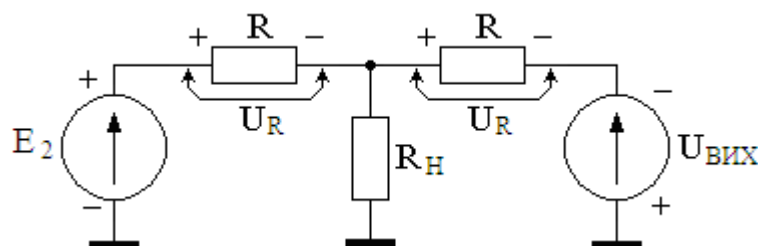


Рисунок 9.16 - До виведення залежності для струму навантаження

Згідно з правилом 1

$$U_H = U_R - E_2 = \frac{E_2 + U_{ВІХ}}{2} - E_2 = \frac{U_{ВІХ} - E_2}{2}.$$

Отже ($U_{ВІХ} = 2U_H + E_2$). Струм навантаження (рис. 9.15 б) рівний:

$$I_H = I_{33} - I_{ВХ}.$$

Струм I_{33} :

$$I_{33} = \frac{U_R}{R} = \frac{(E_2 + U_{ВІХ})}{2R},$$

а струм $I_{ВХ}$:

$$I_{ВХ} = \frac{U_H}{R} = \frac{(U_{ВІХ} - E_2)}{2R}.$$

Остаточний вираз для струму навантаження має наступний вигляд:

$$I_H = \frac{E_2 + U_{ВІХ}}{2R} - \frac{U_{ВІХ} - E_2}{2R} = \frac{E_2}{R}.$$

При подачі двох управляючих напруги E_1 і E_2 одночасно

$$I_H = \frac{(E_1 - E_2)}{R},$$

тобто джерело струму управляється диференціальним сигналом.

Ще одна схема ПНС із заземленим навантаженням і з фіксованим значенням вихідного струму представлена на рисунку 9.17.

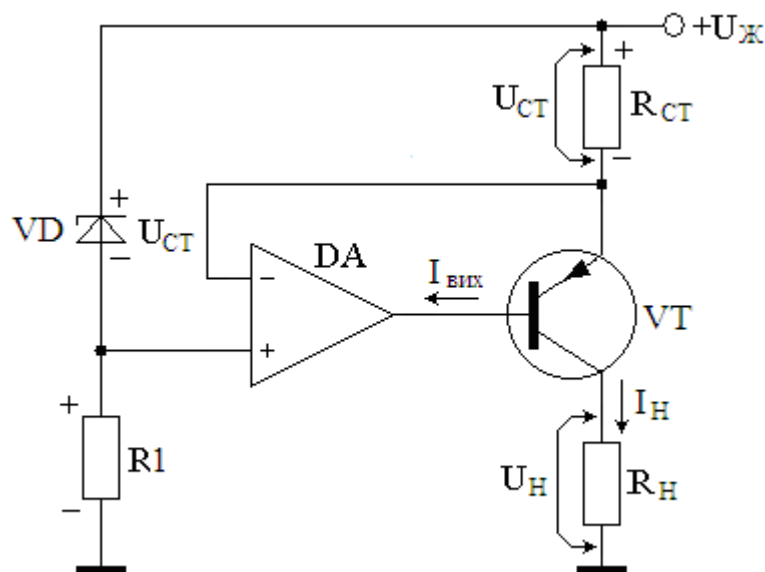


Рисунок 9.17 – Джерело струму з заземленим навантаженням

Згідно правила 1 напруга на резисторі R_{CT} рівна напрузі стабілізації стабілітрона VD U_{CT} . Емітерний струм транзистора VT

$$I_E = \frac{U_{CT}}{R_{CT}}.$$

Враховуючи, що для транзистора VT $I_K \approx I_E$ струм навантаження рівний

$$I_H = \frac{U_{CT}}{R_{CT}}.$$

Завдяки застосуванню транзистора струм навантаження може бути в β раз більше максимального вихідного струму ОП $I_{ВИХ.МАХ}$, де β - коефіцієнт передачі струму транзистора. Необхідною умовою роботи джерела струму є виконання нерівності

$$U_H < U_{Ж} - U_{CT} - U_{КЕ НАС},$$

де $U_{КЕ НАС}$ – напруга між колектором і емітером транзистора VT в режимі насичення.

Розглянута схема немає ПНС в "чистому вигляді", оскільки вихідний струм I_H задається або зміною напруги стабілізації U_{CT} (зміною стабілітрона), або зміною опору резистора R_{CT} .

9.6 Антилогарифматори

Антилогарифматор призначений експандувати сигнали, тобто збільшувати коефіцієнт підсилення при зростанні вхідної напруги (рис. 9.18). Це можна здійснити, якщо в схемі логарифматора поміняти місцями резистор R та діод (транзистор).

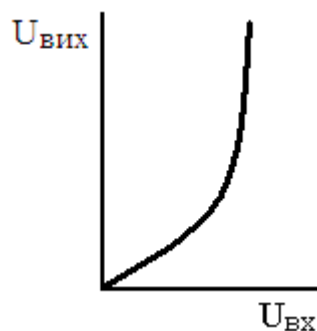


Рисунок 9.18 – Амплітудна характеристика антилогарифматора

Знайдемо залежність між $U_{\text{ВХ}}$ та $U_{\text{ВІХ}}$ антилогарифматора, схема якого наведена на рисунку 9.19.

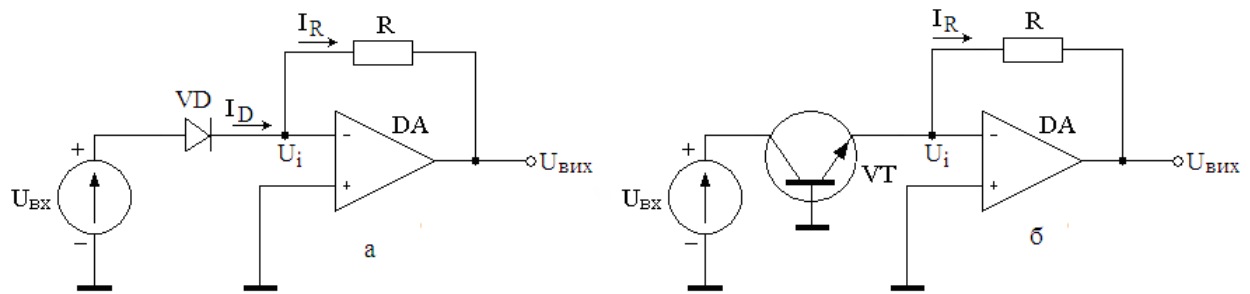


Рисунок 9.19 – Антилогарифматор: а – на діоді; б – на транзисторі

Зважаючи на рівність $I_R = I_D$, визначимо ці струми через $U_{\text{ВХ}}$ та $U_{\text{ВІХ}}$ відповідно:

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{\varphi_T}\right); \quad (7.1)$$

$$I_R = -\frac{U_{\text{ВІХ}}}{R}. \quad (7.2)$$

Прирівнюючи (7.1) та (7.2), одержуємо співвідношення

$$U_{\text{ВІХ}} = -I_0 R \exp\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{\varphi_T}\right), \quad (7.3)$$

з якого випливає, що вихідна напруга $U_{\text{ВІХ}}$ залежить від вхідної $U_{\text{ВХ}}$ експоненціально. 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 $R_{\text{ВХ}}$ великий, через що коефіцієнт підсилення малий

$$K_U = \left| \frac{R}{R_{\text{ВХ}}} \right| \quad (7.4)$$

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

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

9.7 Перемножувач напруг

Відомо два основних методи множення напруг:

- метод логарифмування сигналів;
- метод керування передатною провідністю транзистора.

Розглянемо перший метод, який ґрунтується на логарифмуванні та антилогарифмуванні сигналів.

Щоб перемножити напруги U_{BX1} та U_{BX2} , треба скласти їхні логарифми

$$\ln(U_{BX1} \times U_{BX2}) = \ln U_{BX1} + \ln U_{BX2}, \quad (7.5)$$

а потім результат антилогарифмувати.

Схема, яка реалізує цей алгоритм, наведена на рисунку 9.20.

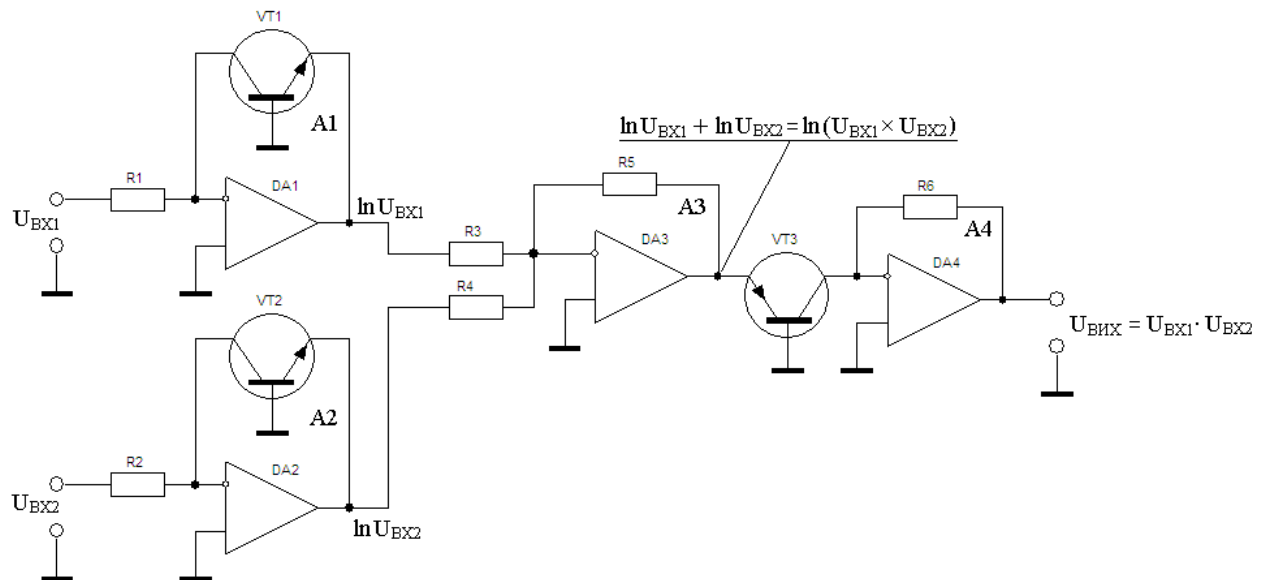


Рисунок 9.20 – Схема перемножувача на базі блока логарифмування

Тут каскади $A1$ та $A2$ (логарифматори) логарифмують вхідні напруги U_{BX1} та U_{BX2} , які треба перемножити. Каскад $A3$ (суматор) складає $\ln U_{BX1}$ та $\ln U_{BX2}$, а кінцевий каскад $A4$ (антилогарифматор) здійснює антилогарифмування суми ($\ln U_{BX1} + \ln U_{BX2}$), на виході якого маємо

$$U_{ВИХ} = \frac{1}{I_{33} R_{33}} U_{BX1} \times U_{BX2}, \quad (7.6)$$

де I_{33} - зворотний струм емітерного переходу $VT3$.

Якщо виконати умову

$$I_{03} \cdot R_{33} = 1 \quad (7.7)$$

то з (7.6) за умови (7.7) одержуємо

$$U_{ВИХ} = U_{ВХ1} \times U_{ВХ2}, \quad (7.8)$$

Отже, вихідна напруга є добутком вхідних напруг $U_{ВХ1}$ та $U_{ВХ2}$.

Динамічний діапазон на вході помножувача (схема логарифмування) досить високий (5 - 6 порядків), на виході помножувача (антилогарифмування) - також досить високий і прирівнюється до порядку вхідного.

Схему помножувача, який працює на принципі зміни провідності, наведено на рисунку 9.21.

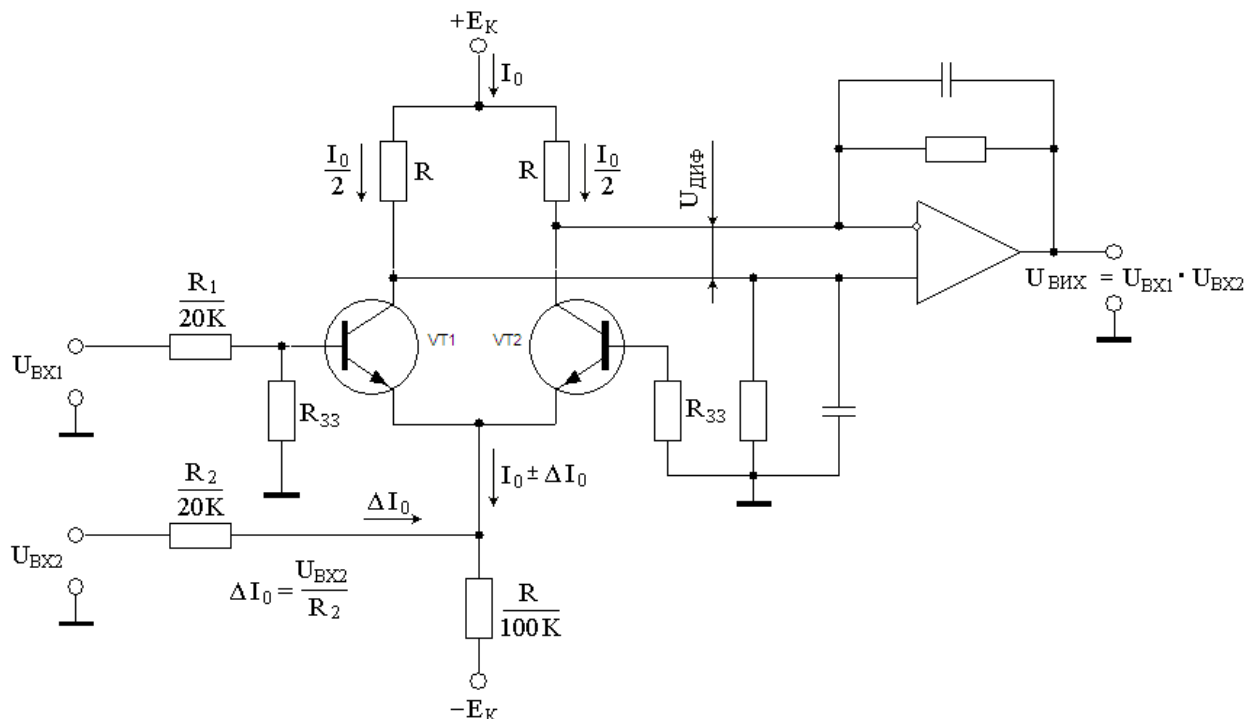


Рисунок 9.21 - Схема помножувача з змінною провідністю

Аналоговий помножувач двох сигналів можна побудувати, не застосовуючи логарифмування, для чого використовують метод зміни коефіцієнта підсилення на погодженій за параметрами інтегральній парі транзисторів (прецизійний модуль). У цій схемі сигнал $U_{ВХ1}$ змінює внутрішній опір лівого транзистора ($VT1$), а режим правого залишається незмінним, тому струм I_0 , який надходить від джерела струму, перерозподіляється між транзисторами, а між колекторами виникає сигнал $U_{ДИФ}$ після підключення $U_{ВХ1}$:

$$U_{ДИФ} = K_1 U_{ВХ1}$$

Сигнал U_{BX2} подається на емітери, і за рахунок цього сигналу змінюється рівень струму I_0 ($I_0 \pm \Delta I_0$). Коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача K_1 змінюється пропорційно ΔI_0 , отже:

$$K_1 = K_2 \Delta I_0 = K_2 \frac{U_{BX2}}{R_2}$$

Тому за наявності двох вхідних сигналів вихідну напругу визначають із виразу:

$$U_{ВИХ} = \frac{K_2 (U_{BX1} U_{BX2})}{R_2} = K (U_{BX1} U_{BX2})$$

Операційний підсилювач – це буферний диференціальний підсилювач, який забезпечує несиметричний вихід з низьким вихідним опором та високою навантажувальною здатністю.

9.8 Дільник напруг

Дільники аналогових сигналів можна побудувати аналогічно помножувачам сигналів, які використовують метод логарифмування, з відмінністю лише у тому, що вихідні напруги пристроїв логарифмування, пропорційні вхідним струмам I_{BX1} і I_{BX2} , мають не підсумовуватися, а відніматися. Тому їх подають па входи з інвертуванням та без інвертування каскаду АЗ, на виході якого одержуємо напругу, пропорційну I_{BX1} / I_{BX2} , оскільки

$$(\ln I_{BX1} - \ln I_{BX2}) = \ln (I_{BX1} / I_{BX2}).$$

Ділення напруг U_{BX1} та U_{BX2} одна на одну можна виконати, якщо замість складання логарифмів (7.5) здійснити їхнє віднімання

$$\ln \frac{U_{BX1}}{U_{BX2}} = \ln U_{BX1} - \ln U_{BX2} \quad (7.9)$$

Тоді в схемі (рис. 9.20) замість суматора має бути віднімач АЗ (рис. 9.22). Решта каскадів мають те ж саме призначення, що й в схемі (рис. 9.20).

Вихідна напруга є відношенням

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{BX1}}{U_{BX2}} = I_{33} R_{33}. \quad (7.10)$$

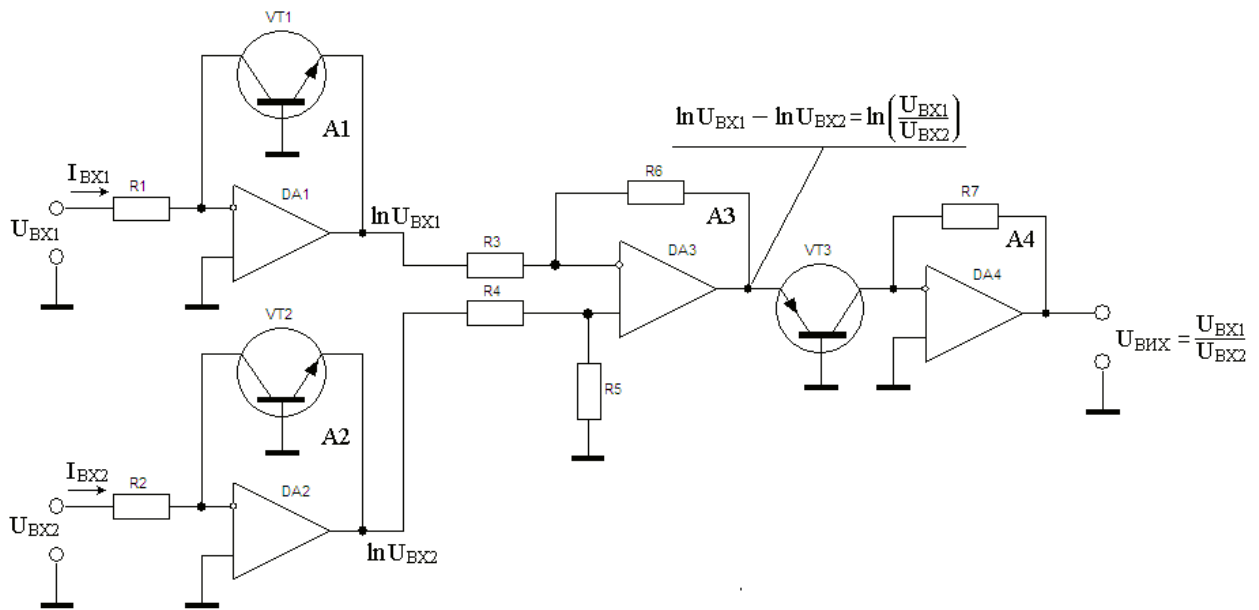


Рисунок 9.22 – Схема дільника напруг на базі блока логарифмування

Якщо здійснити умову

$$I_{33} \cdot R_{33} = 1, \quad (7.11)$$

де I_{33} - зворотний струм емітерного переходу $VT3$, то з (7.10) за умови (7.11) одержуємо

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{BX1}}{U_{BX2}}. \quad (7.12)$$

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

9.9 Випрямлячі та детектори сигналів

Для схем випрямлячів і особливо для схем детектування напруга відмикання р-п переходу вносить неприпустимо великі похибки в їхню роботу. Схема випрямляча з діодами в зворотному зв'язку наведена на рисунку 9.23, дає змогу знизити поріг відмикання діода у K разів, де $K = K_{Упідс}$ з зворотним зв'язком.

Ця схема дає змогу знизити поріг вимикання діода до рівня порядку 1 мВ. Для позитивних напівхвиль сигналу $U_{ВИХ} = 0$; діод $VD1$ – допоміжний, він захищає вхід операційного підсилювача від перевантаження вхідного негативного сигналу.

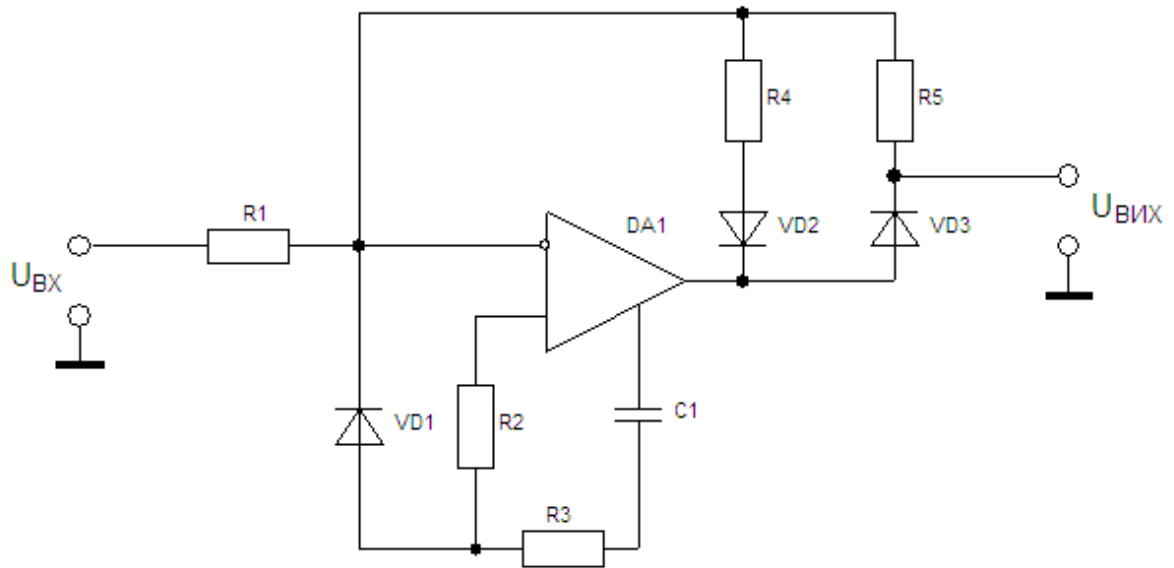


Рисунок 9.23 - Схема випрямляча з випрямленням одного напівперіоду

Для негативної півхвилі сигналу діод $VD3$ відкривається, і отримуємо підсилювач з інвертуванням:

$$U_{ВИХ} = -U_{ВХ} \frac{R2}{R1}.$$

Цю схему монтують в інтегральному виконанні.